

elektor

electrónica: técnica y ocio

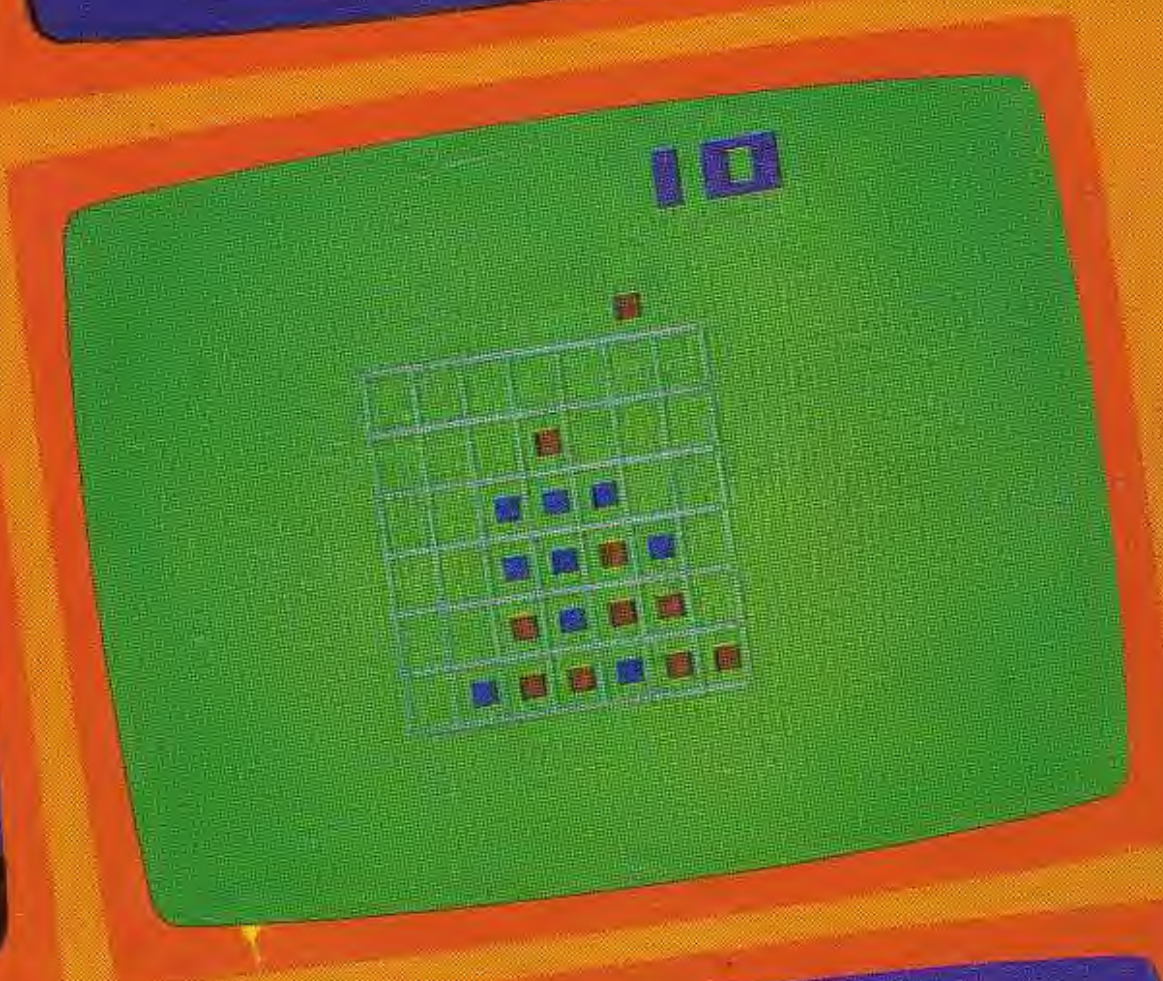
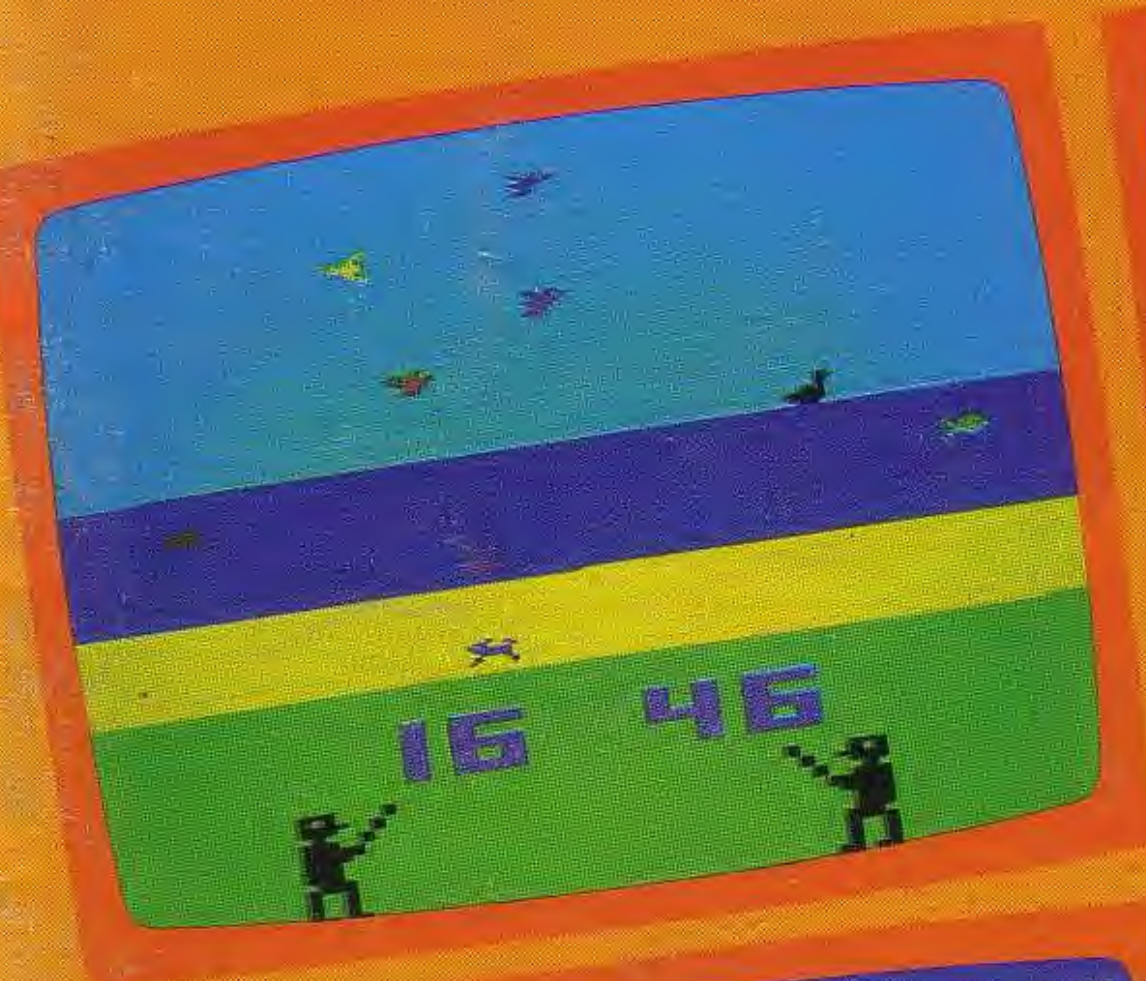
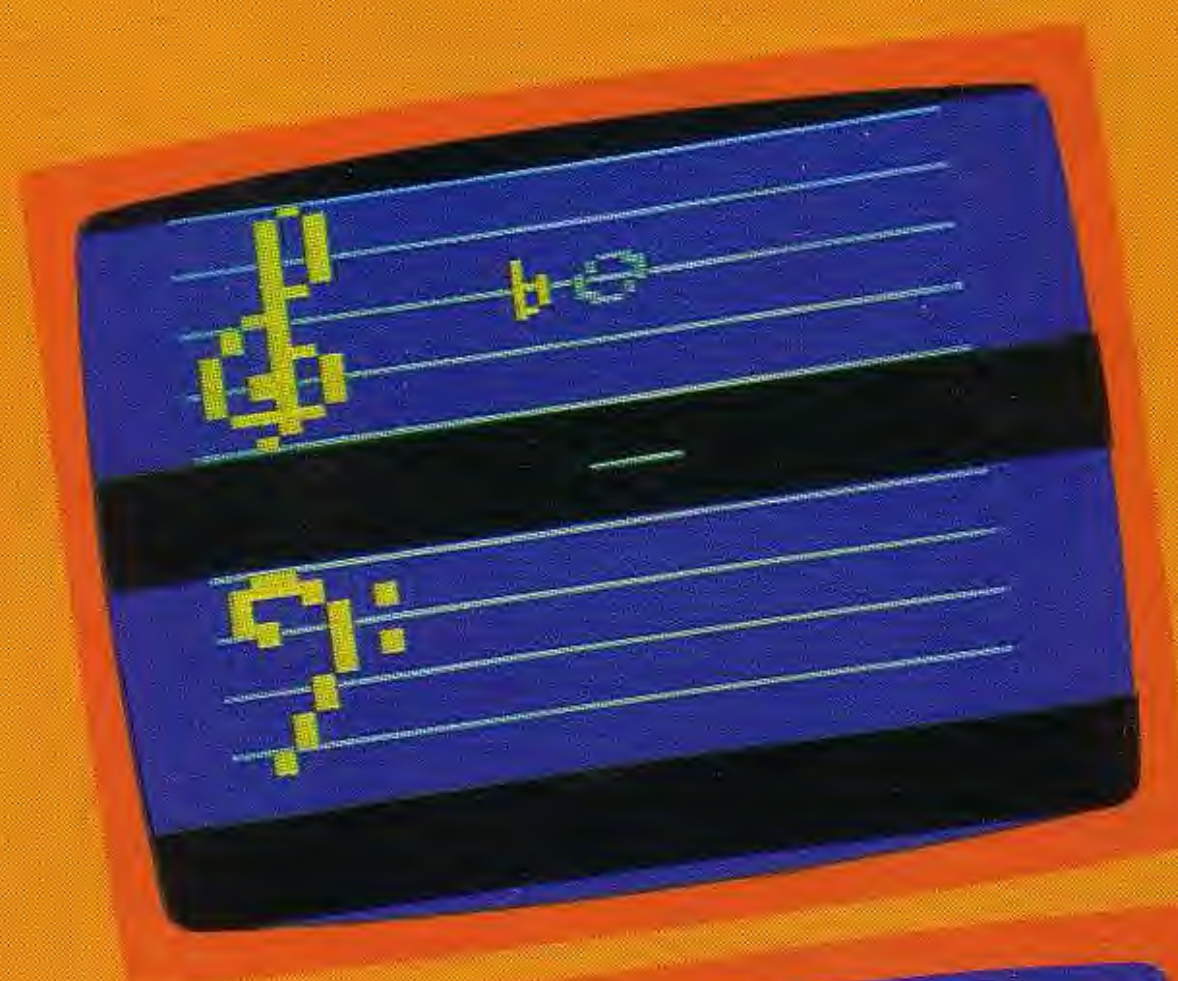
N.º 8

enero 1981

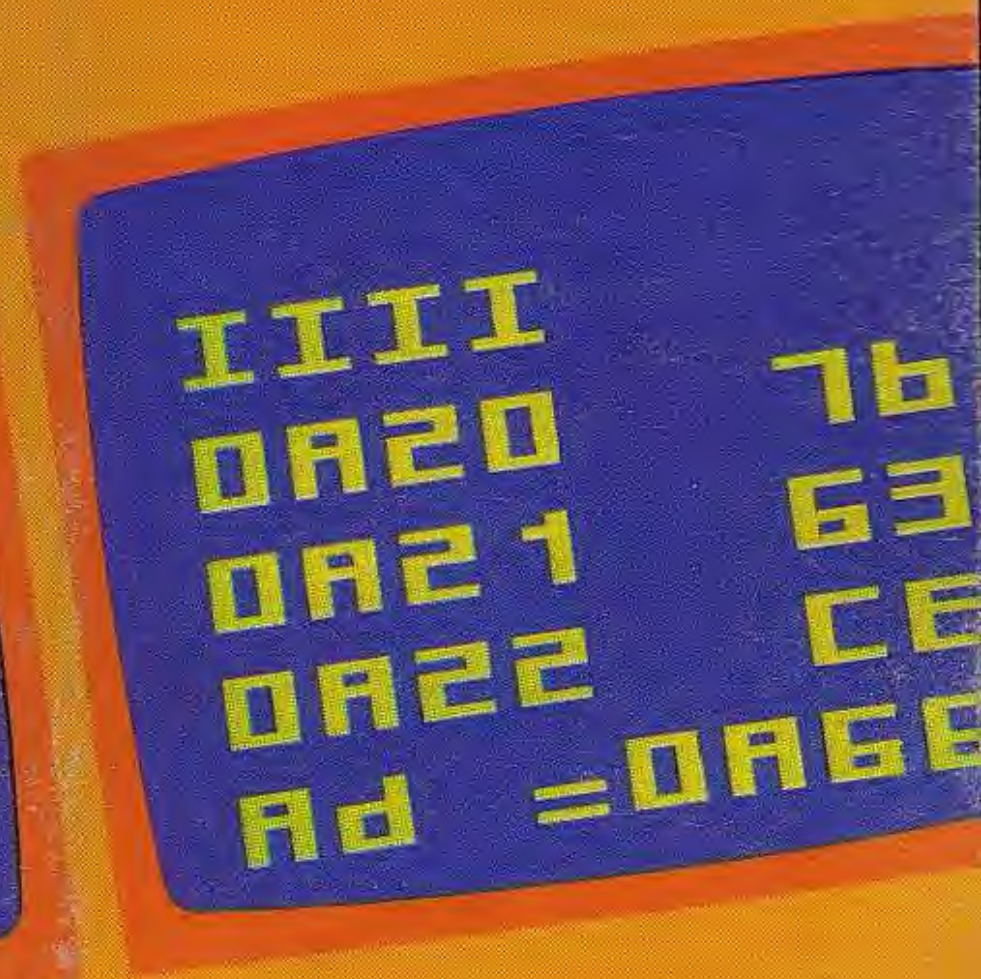
175 ptas.

yo he jugado con
el computador de
juegos TV.

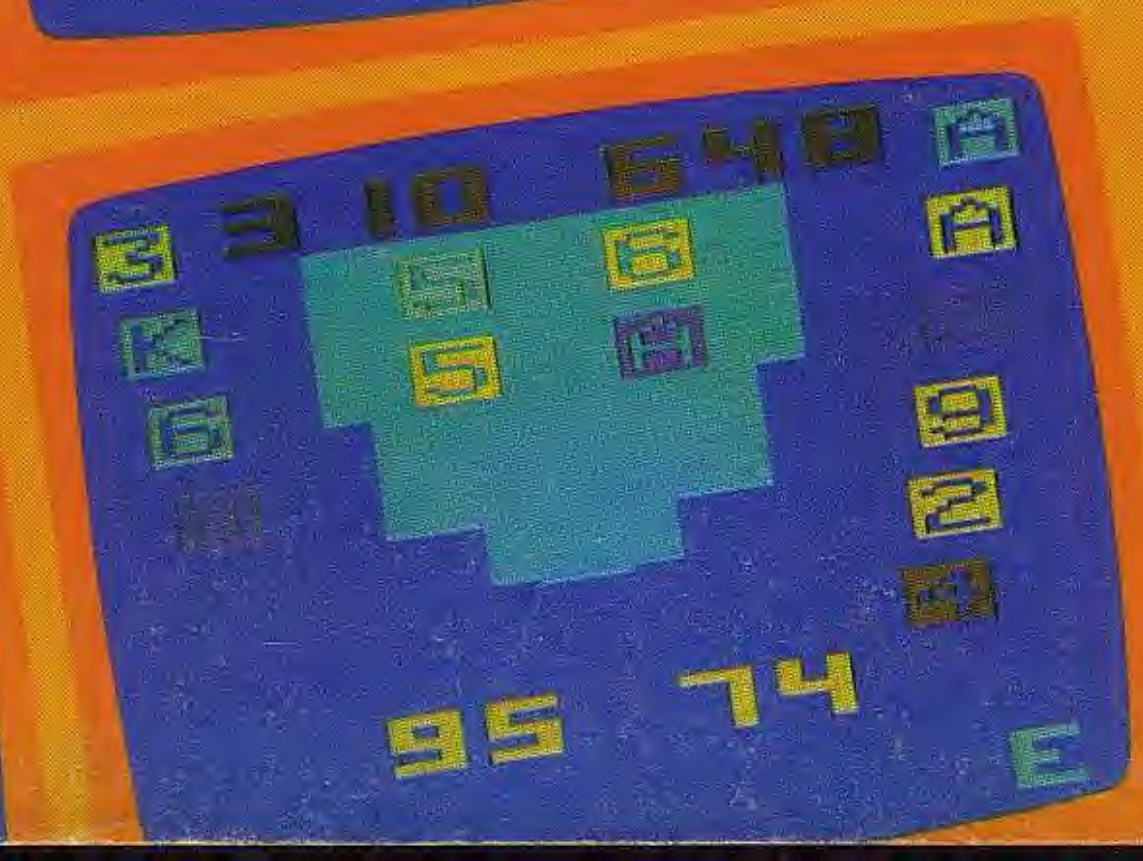
relés electrónicos



caja de
música
carrera de
caballos
reloj



black jack
aritmética
jugar con la PVI



Selektor.....	E-08
Ionosfera.....	1-01
Cuando se trata de la recepción en onda corta existen muchos «porqués» relacionados con la frecuencia a elegir, la hora más adecuada para la recepción, etc., que la mayoría de nosotros no sabemos contestar. En este artículo se ofrecen al lector algunas hipótesis sobre la recepción en onda corta.	
Convertidor de onda corta.....	1-04
Un sencillo circuito que permite la recepción de la onda corta en un receptor de onda media.	
Vocoders (1).....	1-06
En este artículo se exponen los múltiples aspectos de este nuevo y atractivo campo de la música electrónica.	
Yo he jugado con el computador de juegos TV (1) ..	1-12
Usted puede escribir sus propios programas para el computador de juegos TV con cierta facilidad si conoce unos cuantos principios básicos que se discuten en este artículo. Se dan asimismo algunos programas sencillos, dejando para el próximo artículo las discusiones en profundidad.	
Juego del tula.....	1-23
Timbre politonal	1-27
Timbre musical.....	1-28
Modulador VHF/UHF.....	1-29
Este circuito ha sido diseñado para modular una señal de vídeo con una portadora de radiofrecuencia con el fin de obtener una señal que pueda conectarse directamente a la entrada de VHF o UHF de un receptor de televisión.	
Generador senoidal.....	1-37
Un generador senoidal con una distorsión armónica inferior al 0,0025%.	
Vocoders (2).....	1-39
En la primera parte se ha dado una visión de conjunto a los principios básicos de la síntesis de la palabra humana. En esta segunda parte se analizan en detalle los diversos elementos funcionales de un vocoder y sus posibles aplicaciones.	
Relés electrónicos.....	1-44
Mercado.....	1-48

sumario
sumario
sumario
suma
sur



enero 1981

claves

Puede obtenerse mediante petición a la dirección de la revista.



¿Por qué es posible la recepción de señales radioeléctricas a larga distancia? ¿Por qué no se reciben durante el día emisiones lejanas en onda media? Hay demasiados interrogantes respecto a las transmisiones en onda corta. Generalmente, muchos de nosotros no sabemos exactamente que hora del día es la más adecuada para escuchar las emisiones, o que tiempo atmosférico es el más favorable. En este artículo trataremos de aclarar, estas y otras dudas.

ionosfera

Tabla 1

bandas de radiodifusión en AF	
Frecuencia (kHz)	Banda (m)
2300 - 2945	120
3200 - 3400	90
3900 - 4000	75
4750 - 5060	60
5950 - 6200	49
7100 - 7300	41
9500 - 9775	31
11700 - 11975	25
15100 - 15450	19
11700 - 17900	16
21450 - 21750	13
25600 - 26100	11

Tabla 2

Bandas de radioaficionados	
Frecuencia (MHz)	Banda (m)
1.8 - 2	160
3.5 - 4	80
7 - 7.3	40
14 - 14.35	20
21 - 21.45	15
27 - 29.6	10

Todas las comunicaciones terrestres, a larga distancia, son posibles gracias a la ionosfera (capa atmosférica situada entre 90 y 320 km. de altura). La ionización de la ionosfera, valga la redundancia, es atribuida a la radiación solar. Las regiones ionizadas de este estrato de la atmósfera, están distribuidas en forma de capas que rodean la tierra.

La capa E

Es la capa más baja y de menor utilidad de la ionosfera. Se encuentra tan próxima a la tierra (unos 100 km.), que los iones libres no tienen que recorrer mucha distancia para recombinarse con un electrón, formando así partículas neutras que no reflejan las ondas de radio. Por esta razón, la capa E, sólo es útil durante las horas de luz solar, especialmente hacia el mediodía, desvaneciéndose después de la puesta del sol. Un fenómeno digno de mención es, la llamada capa «E esporádica», aunque, generalmente, tiene poco interés para los escuchas de onda corta. Las capas «E esporádicas» se componen de estratos débilmente ionizados que «flotan» en la capa «E». Estos estratos se producen, normalmente, en zonas ecuatoriales, pero también puede encontrarse en países cálidos durante los meses de verano, si bien, pueden aparecer en cualquier tiempo. El «como» y el «por qué», todavía no conoce bien, por lo cual hacer predicciones sobre esta capa atmosférica es virtualmente imposible. Las comunicaciones en la capa E se realizan mediante una reflexión (ver fig. 1), alcanzándose distancias entre 650 km. y 2.000 km. Las señales son reflejadas fuertemente, pero con un amplio espectro de frecuencias. Las capas «E esporádicas», permiten transmisiones de señales de televisión a larga distancia (o DX).

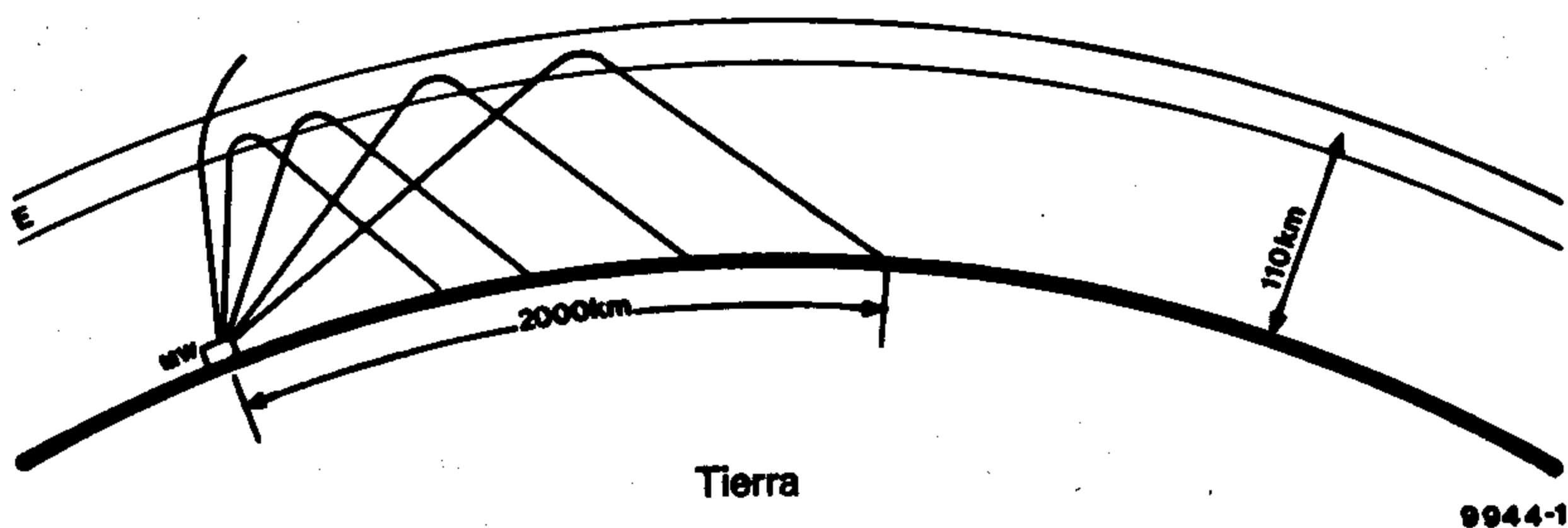
La capa F

La región atmosférica que realmente es el «caballo de batalla» de las comunicaciones a larga distancia, es la capa F. Esta se encuentra a unos 280 km. de la corteza terrestre y durante el día se divide en dos capas separadas (F1 y F2), que están a unos 125 km. y 320 km. de altura respectivamente. El mejor momento para transmitir o recibir, es durante los períodos de fuerte ionización de estas capas. Después de la puesta del sol, ambas se recombinan, volviendo a formar un solo estrato. La máxima distancia alcanzable (por reflexión) utilizando esta capa es de 4.000 km. —véase fig. 2, en la que se muestra la altitud relativa de las diferentes capas—. La capa F está a una altura tal que la recombinación de iones y electrones (formando partículas neutras) se produce con gran lentitud. El nivel de ionización comienza a decrecer cuando el sol inicia su puesta, y sigue progresivamente debilitándose hasta alcanzar el mínimo, que es justamente antes de salir el sol. Este fenómeno es fácilmente apreciable, ya que coincide con la desaparición de las estaciones que operan en frecuencias cercanas a la máxima utilizable durante el día.

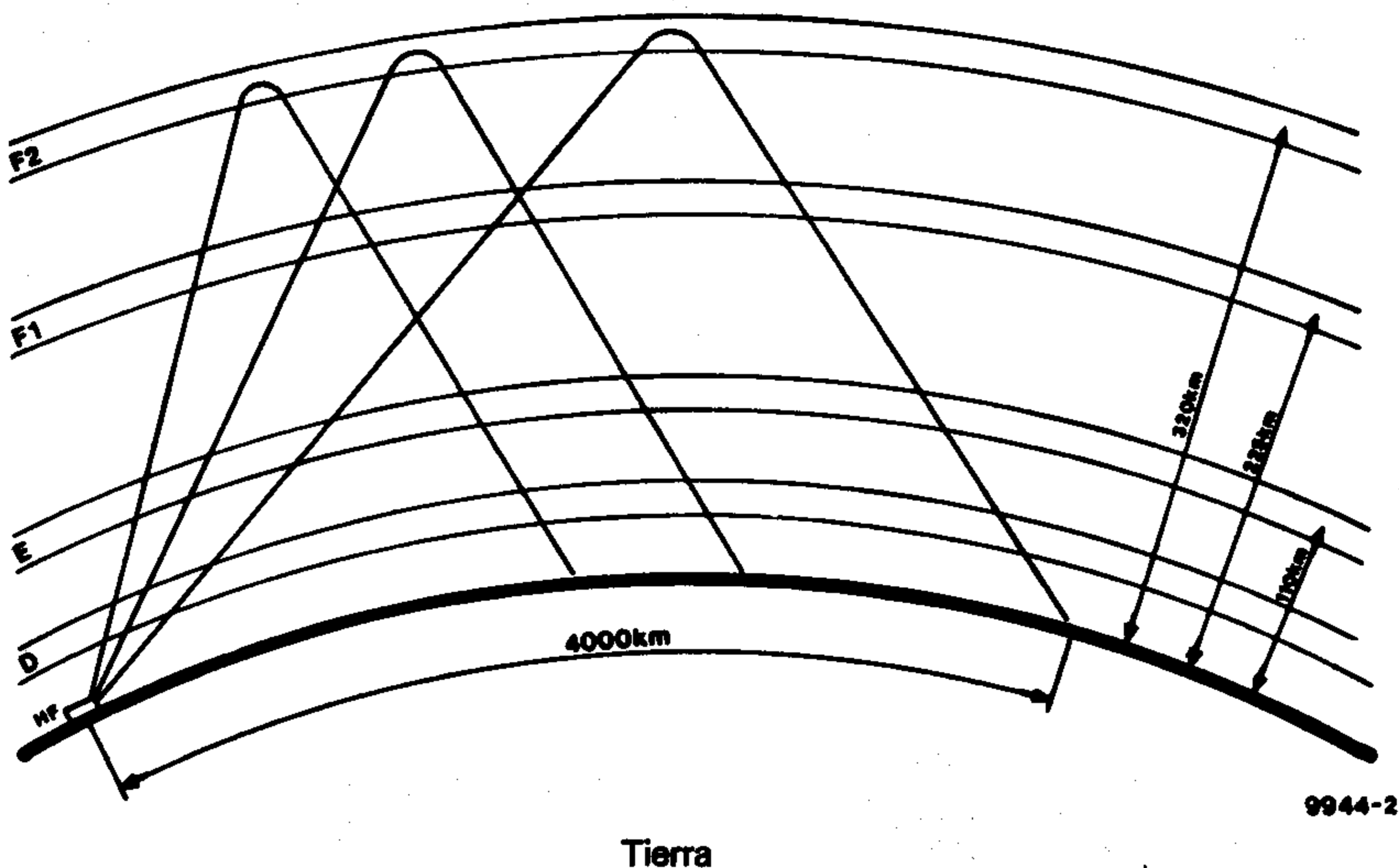
La capa D

Bajo la capa E se encuentra una región de la ionosfera que no ayuda en nada a las comunicaciones, más bien, diríamos, que las dificulta. Esta región es la capa D. Las emisiones en frecuencias inferiores a 8MHz pueden ser completamente absorbidas (no reflejadas) por esta capa. Obviamente, la frecuencia de máxima absorción y la cantidad de la misma, es función de la ionización, que a su vez está directamente rela-

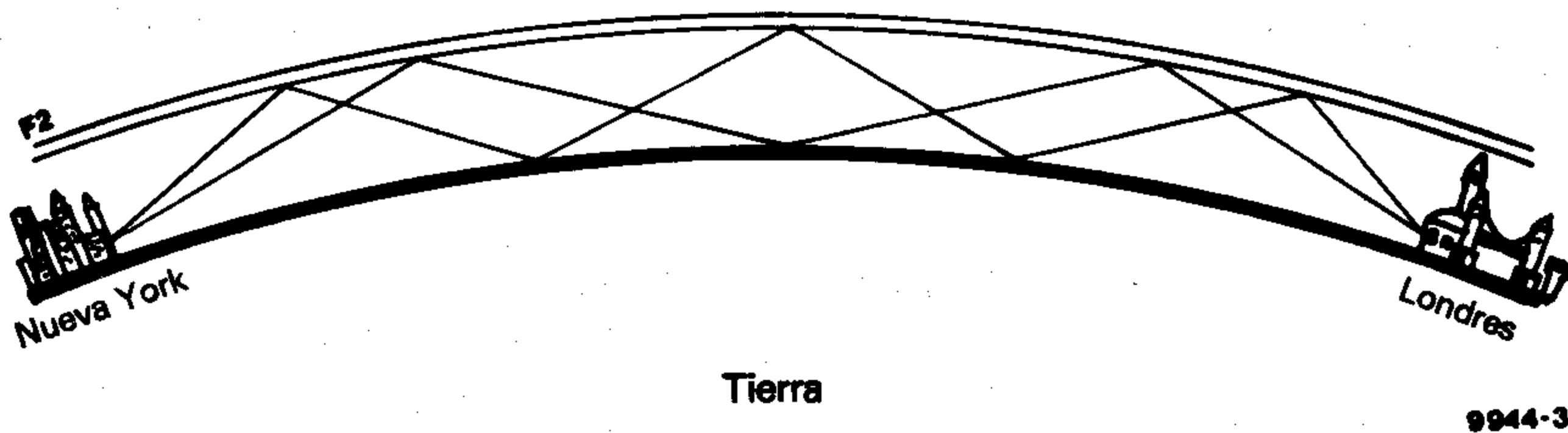
1



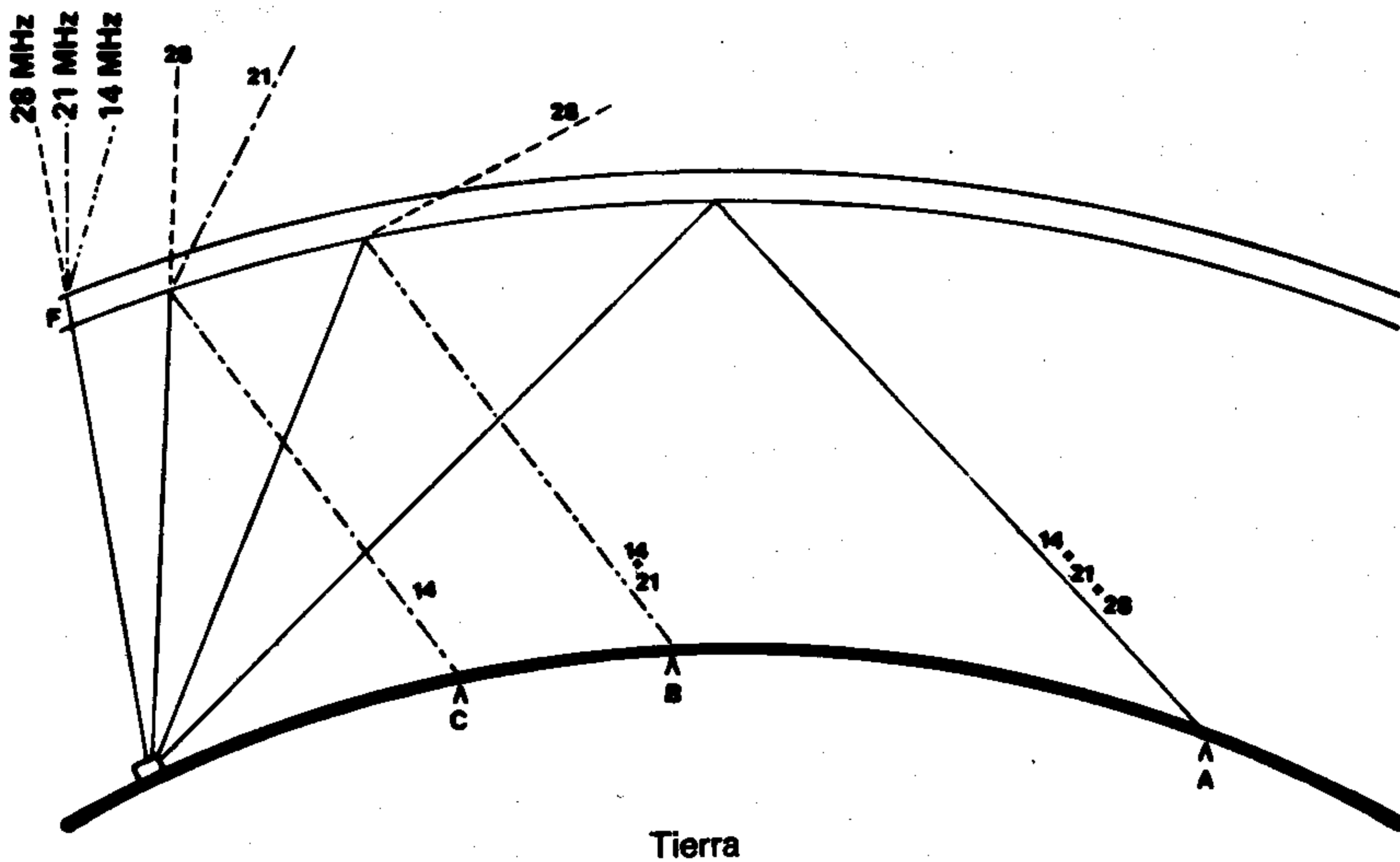
2



3



4



cionada con la altura del sol. La capa D es intensa, alrededor del mediodía en los días de verano, y disminuye en el invierno. Únicamente, con un alto ángulo de radiación, puede traspasarse la capa D, produciéndose la reflexión de la señal a la tierra. Por tanto, para realizar comunicaciones a gran distancia se utilizarán pequeños ángulos de radiación. A bajas frecuencias, las comunicaciones a corta distancia por reflexión sólo son posibles si la capa D está ionizada.

Resumiendo

De lo expuesto anteriormente, se deduce que la reflectividad de las diferentes capas de la ionosfera, es notablemente influenciada por el sol. La capa F es la que se encuentra a mayor altura y es también la más útil para efectuar comunicaciones a larga distancia. Aunque es útil durante las veinticuatro horas del día, se va debilitando a medida que avanza la noche. La capa E refleja mejor las bajas frecuencias, y es adecuada para comunicaciones a corta distancia. Pero la capa D absorbe las bajas frecuencias cuando está ionizada, lo que limita las comunicaciones a corta distancia durante el día. Este efecto puede apreciarse, perfectamente, a la salida del sol, en las transmisiones de onda media. Antes del amanecer, es fácil captar estaciones lejanas, pero se desvanecen cuando llegan las primeras luces del día (Fading). En el crepúsculo, nuevamente, comienzan a recibirse las transmisiones de larga distancia, aumentando paulatinamente a medida que se hace de noche.

Manchas solares y otros efectos

Por supuesto, hay multitud de causas que afectan a la ionosfera, modificando su propiedad de reflejar las ondas de radio, veamos algunas:

Manchas solares

Las manchas solares, por término medio, tienen un ciclo de 11 años (periodo entre el máximo y mínimo de «manchas»), aunque puede variar entre 9 y 13 años. El número máximo y mínimo de manchas puede variar notablemente de uno a otro, pero, generalmente, es en el máximo donde se producen las variaciones más importantes. El régimen de variación de las manchas solares no puede considerarse sinusoidal. Hay periodos en los que el número de manchas alcanza un número relativamente alto, cuando en realidad le correspondería una cantidad inferior, aunque estos aumentos aislados usualmente no duran más que unos pocos meses. Durante la parte baja del ciclo (pocas manchas solares) la ionosfera se debilita, y a consecuencia de ello se produce una pobre recepción de las altas frecuencias. Cuando el sol presenta un gran número de manchas solares, la ionosfera se «fortalece» permitiendo las comunicaciones en los límites superiores de la banda de HF. (30 MHz...50 MHz).

Perturbaciones ionosféricas imprevistas (SIDs) y desvanecimientos de la onda corta (SWFs)

Los aumentos repentinos de la actividad solar tal como las explosiones (erupciones solares), producen rápidos cambios en algunas capas de la ionosfera. Cuando esto sucede, la capa D experimenta un súbito cambio en la absorción, que puede producirse en sólo algunos minutos o tardar varias horas. Este fenómeno se conoce con las siglas SID (Sudden Ionospheric Disturbance = perturbación repentina de la ionosfera). Las SWFs (Short Wave Fade outs = desvanecimientos en la onda corta) y SIDs, varían ampliamente en intensidad y duración, siendo más notorios cuando el sol está en un período de gran actividad.

Radiación solar

Los principales componentes de la radiación solar son: los rayos ultravioletas y las partículas cargadas. La luz del sol tarda, aproximadamente, 8 minutos en llegar a la tierra, por lo cual, los efectos producidos en la ionosfera se hacen notar muy rápidamente. Por otro lado, las partículas cargadas se mueven mucho más lentamente, tardando 40 horas, aproximadamente, en recorrer la misma distancia y afectar las radio-comunicaciones. Estos efectos son, generalmente, una alta absorción en la capa D y la generación de las auroras boreales. Estos efectos se pueden reproducir cada 27 días (tiempo de rotación del sol) durante cuatro o cinco rotaciones, dependiendo de la intensidad de la alteración solar primitiva.

Reflexiones múltiples

Es posible, que las señales sufran más de una reflexión, véase la fig. 3. Aunque en la reflexión con la tierra y la ionosfera se pierde una gran parte de señal (debido a efectos de absorción), pueden realizarse comunicaciones entre dos hemisferios terrestres mediante el sistema de reflexiones múltiples. La señal recibida es, generalmente, muy baja, y llega muy distorsionada, presentando unos efectos de desvanecimiento más acusados que en una reflexión simple.

Desvanecimiento

El desvanecimiento (fading) se produce, normalmente, cuando la misma señal llega al receptor (debido a la reflexión) por dos o más caminos diferentes y por consiguiente (no siempre) con diferente base. Si uno de estos «caminos» presenta inestabilidades el cambio de fase puede hacer desaparecer completamente la señal. Otras causas como los cambios de tiempo y masas de aire en movimiento, también pueden producir inestabilidades de este tipo en las radiocomunicaciones. En realidad, el término «desvanecimiento», abarca una gran cantidad de fenómenos similares.

Angulo de radiación y máxima frecuencia utilizable (muf)

El ángulo con el que la señal emitida incide en la ionosfera influye decisivamente en la

zona de cobertura (área batida por la señal reflejada del emisor).

La distancia entre el emisor y un punto situado dentro de la zona de cobertura se denomina *distancia de salto*, quedando definida la zona de cobertura por las distancias de salto máxima y mínima en la fig. 4, la *zona de cobertura* a la frecuencia de 21 MHz es AB. Finalmente, observando de nuevo la fig. 4, veremos que para el ángulo más pequeño de emisión (la radiación «sale» de la antena, paralelamente a la superficie terrestre) se consigue la máxima distancia de salto.

Otro factor que influye notablemente en el alcance de una señal radioeléctrica, es la frecuencia. La *frecuencia máxima utilizable* («muf» en inglés) es la mayor frecuencia a la que se puede establecer una radiocomunicación con un tiempo atmosférico determinado.

La «muf», también influye en la distancia de salto, como puede verse en la fig. 4. Con una «muf» de 28 MHz, sólo serán reflejadas a tierra, las ondas con un ángulo de radiación pequeño. Al ser baja la frecuencia de emisión, la ionosfera presenta un efecto más intenso, permitiendo mayores ángulos de incidencia (véase para 21 y 14 MHz). Este hecho puede comprobarse, escuchando emisoras con frecuencias cercanas a la «muf» cuando la ionosfera está debilitada —el efecto es un aparente aumento de la distancia de salto máxima, aunque en realidad lo que ocurre es que las estaciones más cercanas se desvanecen (por tener mayores ángulos de reflexión), dejando paso a las estaciones más alejadas (menor ángulo de reflexión)—.

Como podemos deducir de lo anterior, para realizar comunicaciones a larga distancia es importante que la antena emita la mayor parte de la potencia entregada por el transmisor, en haces con pequeños ángulos de radiación. Esto último, también es válido para la antena del receptor, es decir, la dirección de máxima ganancia de la antena, debe formar un ángulo pequeño con el plano del «suelo». Por el contrario, para comunicaciones a corta distancia se emplearán frecuencias bajas y grandes ángulos de radiación (se generan señales muy intensas).

Predicción de las condiciones de recepción

Hacer predicciones sobre las condiciones ionosféricas para la recepción de señales radioeléctricas, es una tarea delicada, puesto que existen gran cantidad de variables que afectan a la propagación. Sin embargo, ayudándonos del máximo número de datos que sea posible y basándonos en experiencias anteriores es posible hacer algunos vaticinios acerca de las condiciones de emisión (y recepción) en una cierta banda para un tiempo y frecuencia dados.

Dónde y cuándo se obtiene una mejor recepción

En horas diurnas las bandas de 90 m y 75 m, raramente se utilizan para distancias

mayores de 300 km., aunque por la noche suelen alcanzar grandes distancias. Los ruidos atmosféricos y demás tipos de parásitos hacen problemático el uso de estas bandas, sobre todo en los meses de verano. Las bandas de 60, 49 y 41 m, tienen características similares a las anteriores, exceptuando que la distancia alcanzada por el día es mucho mayor. Estas tres bandas «abren» su propagación en las horas nocturnas, a veces mejor que frecuencias más altas.

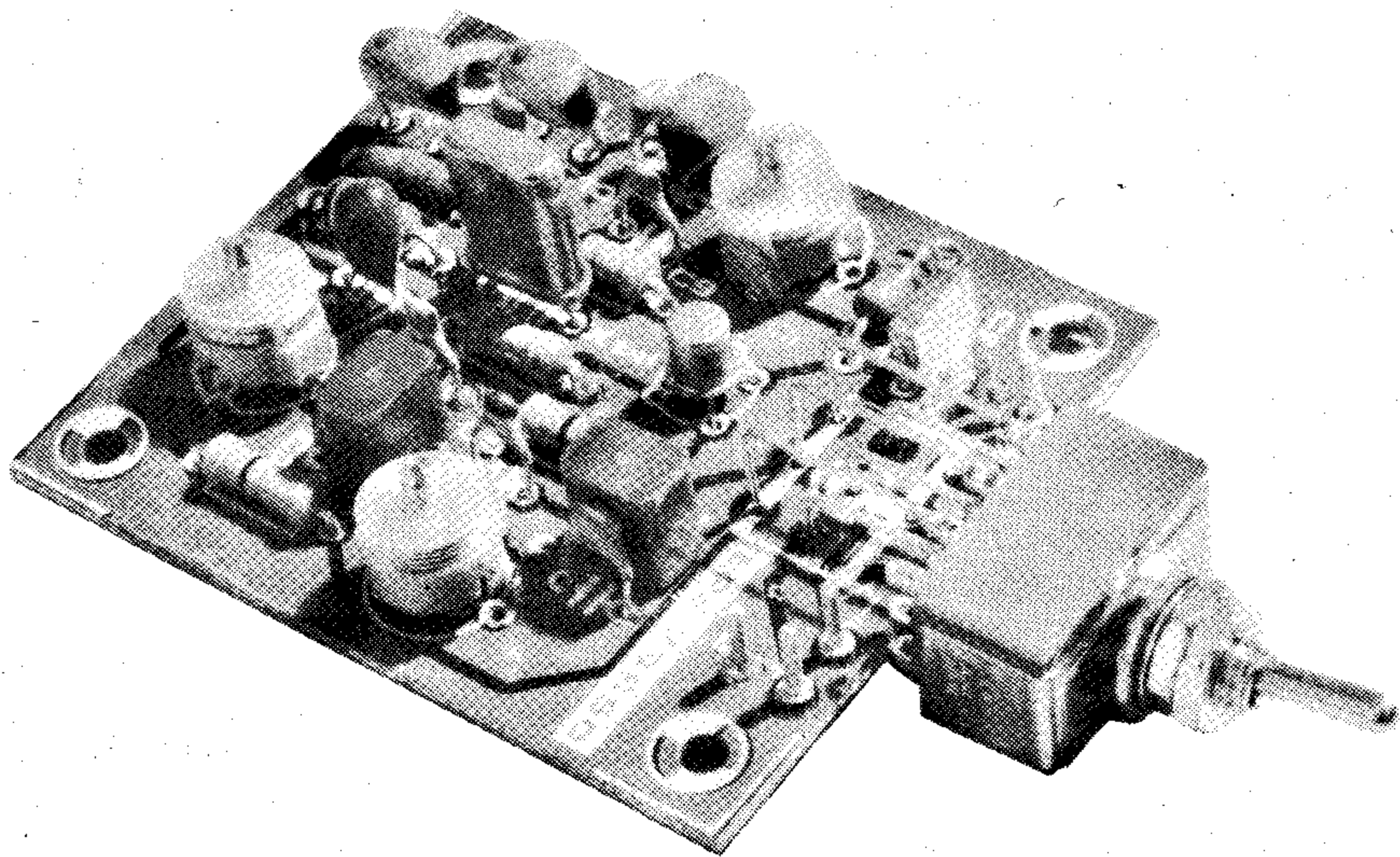
Las bandas de 31 m, 25 m y 19 m, son por excelencia las bandas del DX (comunicaciones a gran distancia). Durante los años de alta actividad solar (muchas perturbaciones solares), estas bandas están abiertas casi continuamente y son especialmente favorables en el crepúsculo y el amanecer, es decir, cuando la actividad solar es baja.

Las bandas de 16 m y 13 m tienen una propagación muy variable, ya que dependen del nivel de actividad solar. En los períodos de alta actividad solar, estas bandas permiten las comunicaciones a larga distancia, pero casi no se utilizan cuando hay poca actividad solar.

Conclusiones

El sol es el factor principal en todas las radiocomunicaciones, incluso a nivel local. Las condiciones de transmisión varían de acuerdo con ciclos definidos, como pueden ser la hora del día o la estación del año. Sin embargo, al cambiar estos parámetros con la latitud y la longitud, es posible tener una variedad de comunicaciones casi infinita; sobre todo si pensamos que éstas se rigen por las condiciones ionosféricas, que a su vez están influidas por las del sol (manchas solares, explosiones y radiaciones). Este y otros muchos factores han de tenerse en cuenta a la hora de elegir la frecuencia de comunicación, aunque no siempre se logran los mejores resultados, ya que esto únicamente se consigue con la experiencia. Esperamos que este artículo sirva para ayudar a los radioescuchas y haga más seguras e interesantes las transmisiones en onda corta. ■

convertidor de onda corta



Este sencillo convertidor de onda corta, controlado por un cristal de cuarzo, se ha diseñado para ser utilizado, conjuntamente, con un receptor convencional de onda media. Por ejemplo, un autorradio. En este dispositivo, la banda de onda corta seleccionada, sufre una traslación de frecuencia a la banda de onda media, de tal forma que, utilizando un receptor clásico podemos explorar la banda de onda corta.

El circuito no puede ser más simple. Mientras el interruptor S1 está en la posición de la fig. 1, la antena está conectada a un filtro pasa-banda de entrada. Este se compone de dos filtros resonantes LC (L1, C1, C2 y L2, C3, C4) estrechamente acoplados por el condensador C5. A este filtro de entrada le sigue una etapa osciladora-mezcladora, formada por el transistor T1 (que es un MOSFET de doble puerta) y un cristal de cuarzo. La señal de salida del convertidor se lleva a la entrada de antena del receptor de onda media, a través de un filtro pasabanda compuesto de tres células LC. (L3/C9, L4/C10 y L5/C11) y un condensador de acoplamiento (C12). El receptor se utiliza para sintonizar la emisora de onda corta deseada. El convertidor se ajustará sobre una banda de ondas cortas específica. Para lo cual, en la tabla 1 se muestran los valores que es preciso dar a L1, L2, C5 y al cristal (X-tal) para recibir las diferentes bandas. Si deseáramos recibir varias bandas, sería preciso conmutar los componentes citados anteriormente; en este caso sería más simple y práctico realizar varios convertidores.

Es posible que, en algunos casos, la banda de ondas cortas deseada no «caiga» dentro de la gama de frecuencia del receptor de onda media. Si no se encontrara el cristal de cuarzo de la frecuencia exacta (indicada en la tabla), siempre podremos variarla ligeramente.

El procedimiento de ajuste es muy simple:

- Se sintoniza una emisora de radiodifusión de onda corta que se convierta, aproximadamente, a una frecuencia de 1.400 kHz y se ajusta el condensador C12 hasta obtener la máxima señal.
- A continuación, se busca una emisora, también de onda corta, que aparezca alrededor de los 1.500 kHz en la banda de onda media. Se ajusta C4 hasta obtener igualmente la máxima señal de salida.
- Finalmente, se sintonizará una estación cercana a los 1.300 kHz, y ajustaremos C2 para obtener máxima señal.
- Se retocarán los ajustes de C2 y C4 hasta que no se obtenga una nueva mejoría de la señal.

Como puede apreciarse en el esquema de la fig. 1, cuando el interruptor S1 está en la posición contraria, la antena se conecta directamente a la entrada del receptor de onda media, interrumpiendo simultáneamente la alimentación del convertidor.

Tabla 1

Banda (metros)	L1, L2 (μH)	C5 (pF)	X-tal (kHz)
75	8.2	10	2300
60	4.7	10	3600
49	3.9	10	4600
41	2.2	8.2	5800
31	1.2	8.2	8300
25	0.82	6.8	10500
19	0.56	5.6	13900
16	0.39	4.7	16400
13	0.27	2.7	20100
11	0.22	2.2	24400

El filtro pasabanda de entrada y la frecuencia del cristal deben elegirse de acuerdo con la banda de onda corta deseada.

1

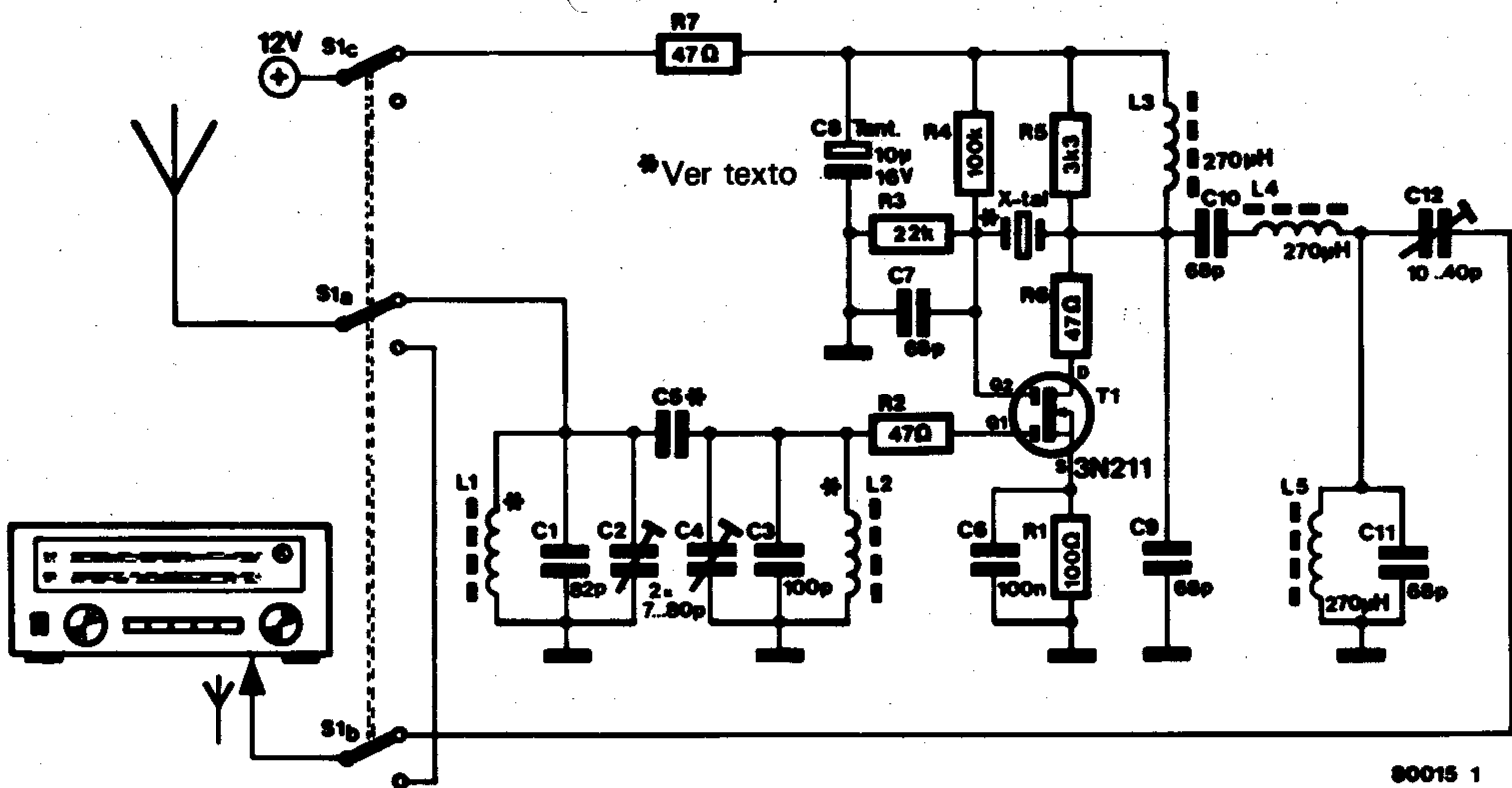
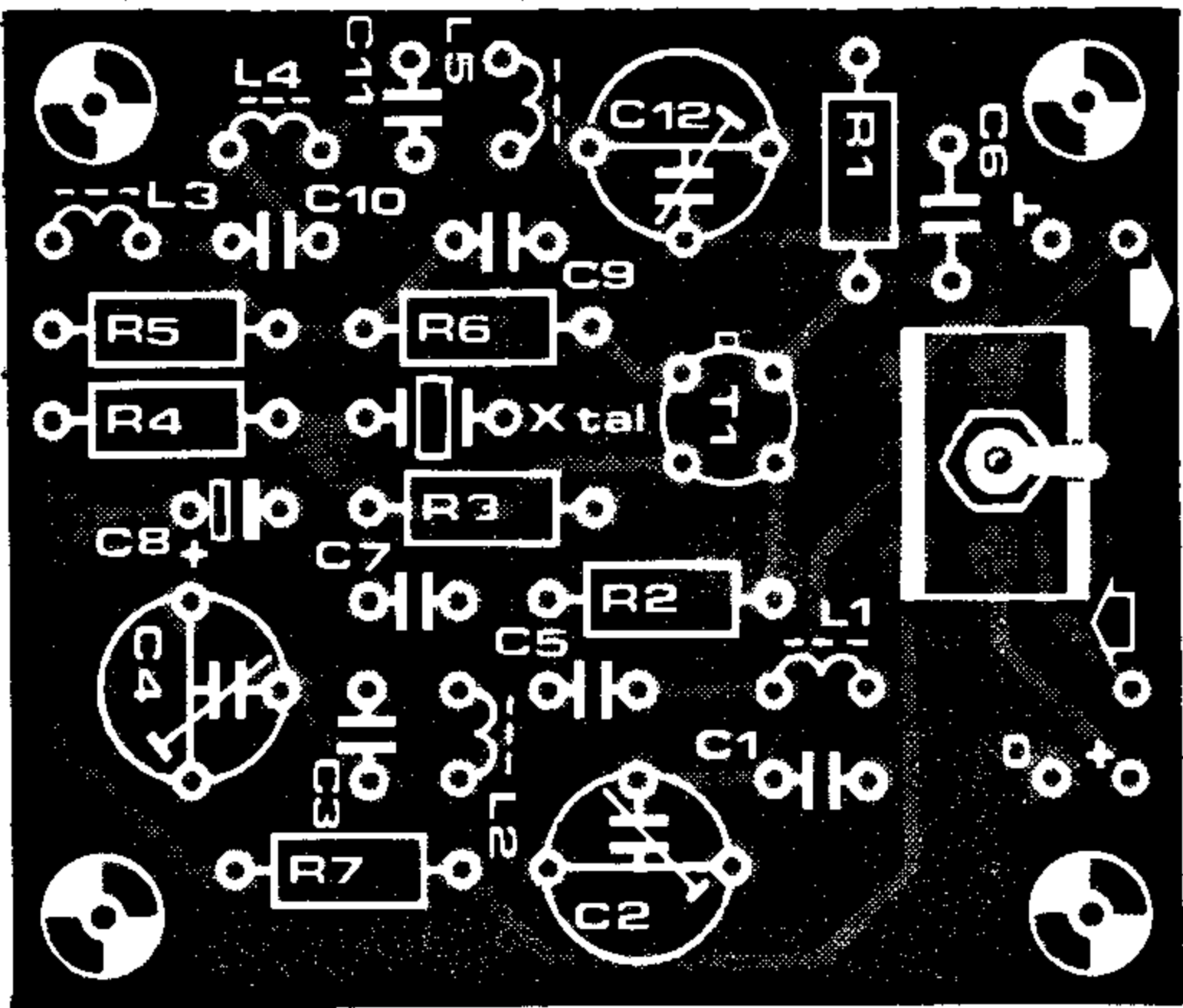
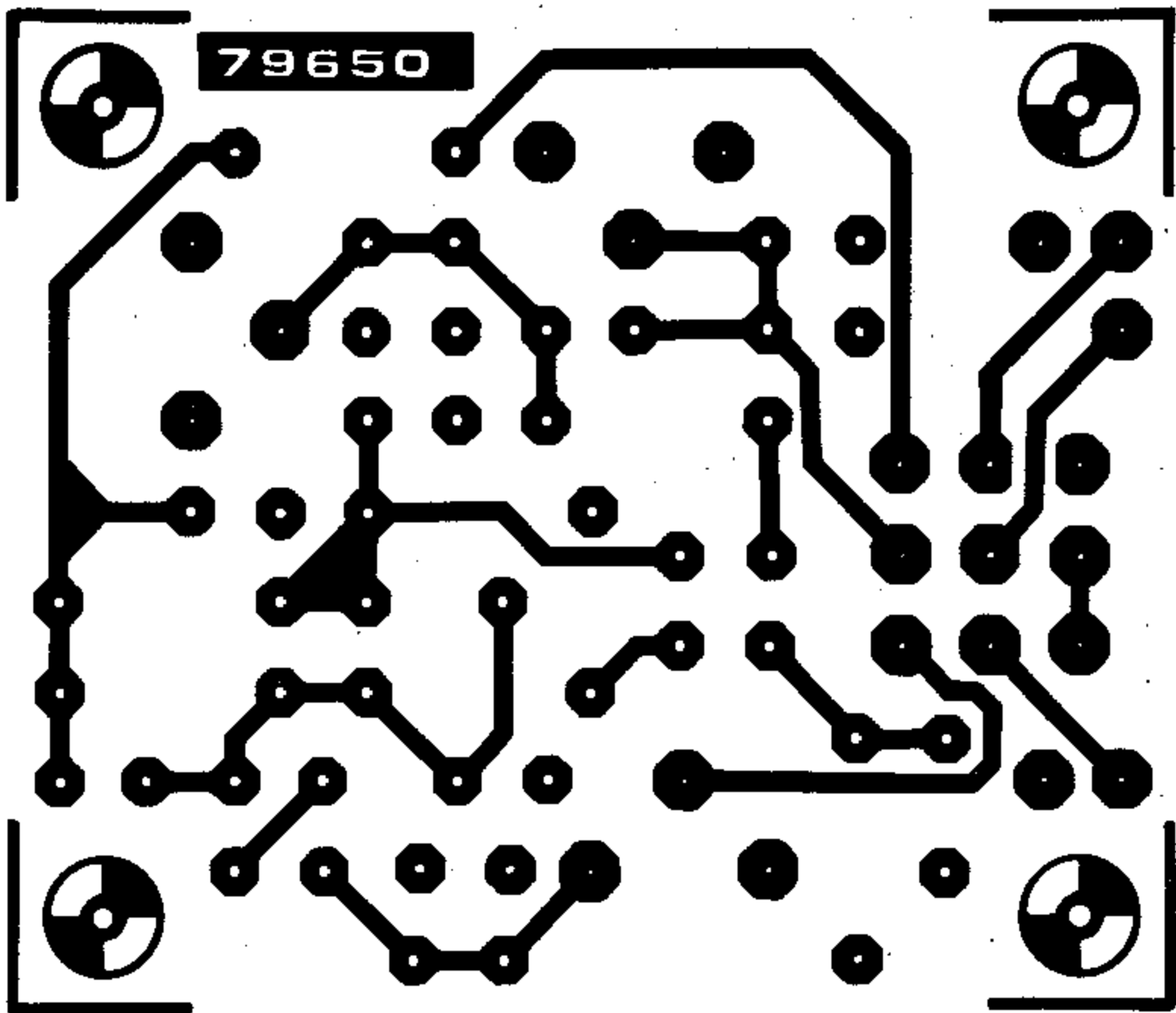


Figura 1. Esquema del convertidor de onda corta.

2



Lista de componentes

Resistencias

- R1 = 100 Ω
- R2,R6,R7 = 47 Ω
- R3 = 22 k
- R4 = 100 k
- R5 = 3k3

Condensadores

- C1 = 82 p
- C2,C4 = 7 ... 80 p Ajustable
- C3 = 100 p
- C5 = Ver tabla 1
- C6 = 100 n
- C7,C9,C10,C11 = 68 p
- C8 = 10 μ/16 V, Tantaló
- C12 = 10 ... 40 p Ajustable

Bobinas

- L1,L2 = Ver tabla 1
- L3,L4,L5 = 270 μH

Semiconductores

- T1 = 3N211

Varios

- X-tal = Ver tabla 1
- S1 = Interruptor de dos posiciones, tres circuitos

Figura 2. Circuito impreso y distribución de componentes.

vocoders (1)

De repente, una orquesta comienza a recitar unos pasajes de Shakepeare, una guitarra eléctrica da las noticias, la voz de un orador cambia de sexo, la voz de un solista empieza a sonar como un coro. Estos no son más que algunos de los sorprendentes efectos que pueden obtenerse con este nuevo instrumento de música que es el Vocoder. En este artículo, primero de una serie dedicada al tema, se explican los múltiples aspectos de esta apasionante y nueva extensión del campo de la música electrónica.

Un Vocoder (VOice CODER = codificador de voz) es un instrumento diseñado para analizar y recrear electrónicamente la voz humana. De hecho, los vocoders no son un invento reciente, ya que han sido utilizados durante muchos años en campos tales como las telecomunicaciones y el proceso de datos; pero sólo a partir de una época relativamente reciente se ha hecho un intento serio de explotar sus enormes posibilidades en la producción de efectos musicales y acústicos.

Historia

El término Vocoder fue «acuñado» en 1936 por un americano llamado Homer Dudley, que inventó un dispositivo para comprimir la banda pasante de la palabra y así poderla transmitir. En Alemania, durante los años treinta hubo un cierto interés por los vocoders, que lógicamente fue estimulado por el evidente valor militar que significaba su realización (la codificación de mensajes). A mediados de los años sesenta, Siemens poseía un vocoder que ocasionalmente fue utilizado para realizar algunas grabaciones. Similarmente, la BBC Radiophonic Workshop y algunos estudios experimentales, utilizaron los vocoders para realizar efectos especiales en grabaciones, radio y televisión. Sin embargo, todos estos prototipos iniciales presentaban el inconveniente de ser demasiado voluminosos y poco manejables, y como tales no eran aplicables a otra cosa que no fueran efectos especiales. La verdadera aparición de los vocoders se produjo en 1975, con la realización de un prototipo de concepción compacta y racional que se adaptaba perfectamente a la utilización normal en un estudio, donde podía ser conjugado con otros instrumentos para así obtener su asombrosa potencialidad sonora. Se trataba del EMS (Electronic Music Studios) Vocoder (fotografía 4) desarrollado por Tim Orr. El instrumento era portátil y no sólo podía sintetizar el espectro vocal, con o sin variación de la altura de sonido, sino que además, podía, literalmente, codificar cualquier sonido grabado con cualquier sonido vocal, utilizando una segunda señal de entrada no vocal. El vocoder era capaz de hacer hablar a los instrumentos de música. Después de la aparición del vocoder EMS, la firma Sennheiser auxiliada por su experiencia con estos aparatos en el campo de las telecomunicaciones, y con la colaboración de

Heinz Funk, miembro del Hamburg Radio Studio, comercializó el Sennheiser Sound Effect Vocoder VSM 201 (fotografía 5). Finalmente, tenemos una versión a tamaño reducido del EMS Vocoder, conocido como el EMS 2000 (fotografía 6) que gracias a su tamaño y portabilidad, se utiliza en las grabaciones en directo.

Síntesis de la palabra y codificación de la voz

Como se dijo anteriormente, la característica fundamental de los vocoder es su «habilidad» para analizar y simular electrónicamente el sonido de la voz humana. Por ello, antes de examinar los principios de funcionamiento del Vocoder es necesario primeramente familiarizarse con las características de la voz humana.

Sonidos vocales

Por ahora, resulta imposible hacer una réplica «natural» de la voz humana. El problema estriba en la amplísima variedad de cambios de intensidad sonora, así como en la extrema y rica variedad de los armónicos. La voz sintetizada resulta demasiado «pura» y desprovista de las «imperfecciones» de la voz humana.

La voz humana está formada, básicamente, de dos componentes sonoros.

- El aire contenido en los pulmones, es enviado a las cuerdas vocales, situadas en la laringe, provocando la vibración de éstas y la entrada de columnas «pulsantes» de aire en las cavidades de la boca y nariz. La frecuencia fundamental de la nota resultante es determinada por la longitud, grosor, y tensión de las cuerdas vocales. Los sonidos producidos de esta manera son *sonidos sonoros*.
- Contrariamente, los sonidos producidos simplemente expeliendo el aire de los pulmones, es decir, sin hacer vibrar las cuerdas vocales, se conocen como *sonidos sordos*, por ejemplo, la «f». Estos son sonidos como los que pueden producirse con un generador de ruido.

En ambos casos la forma de la boca y de las cavidades nasales determinan el carácter y timbre de los sonidos. Las variaciones de las resonancias de cavidad producidas

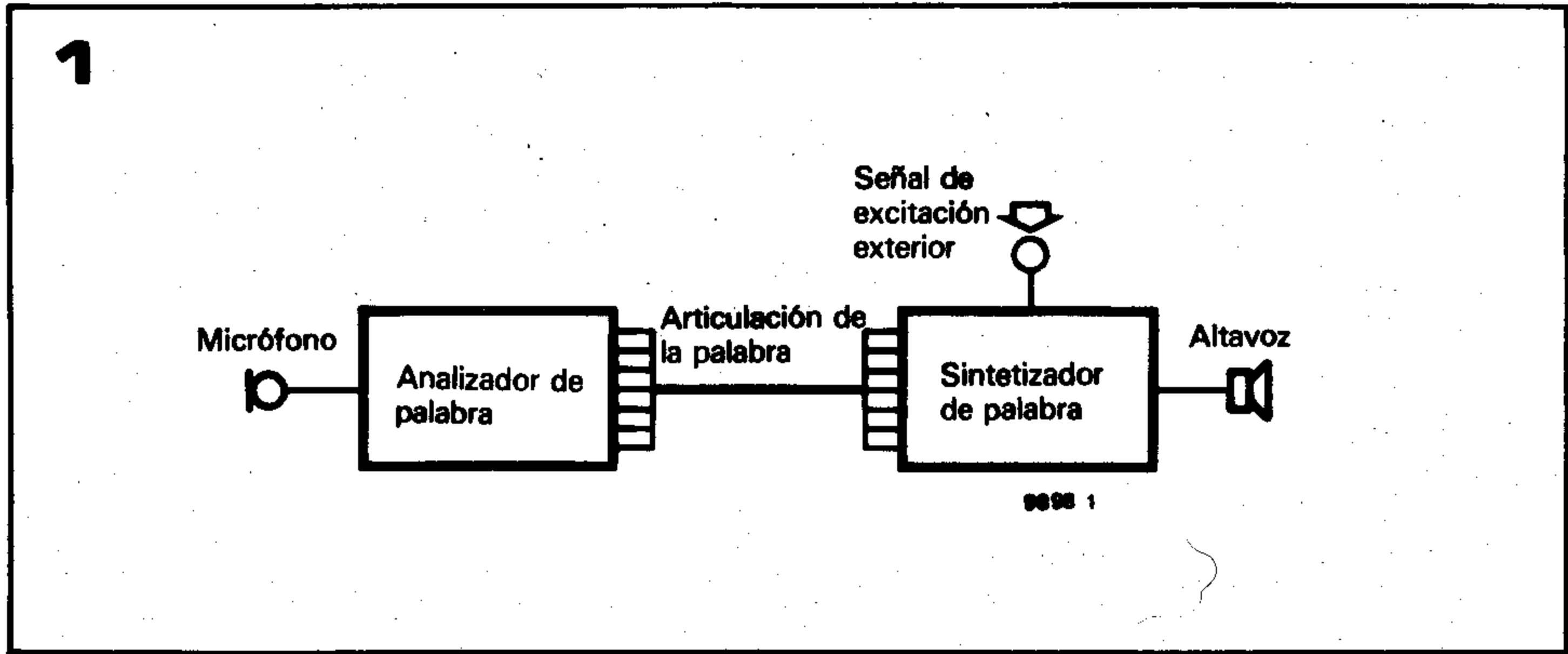
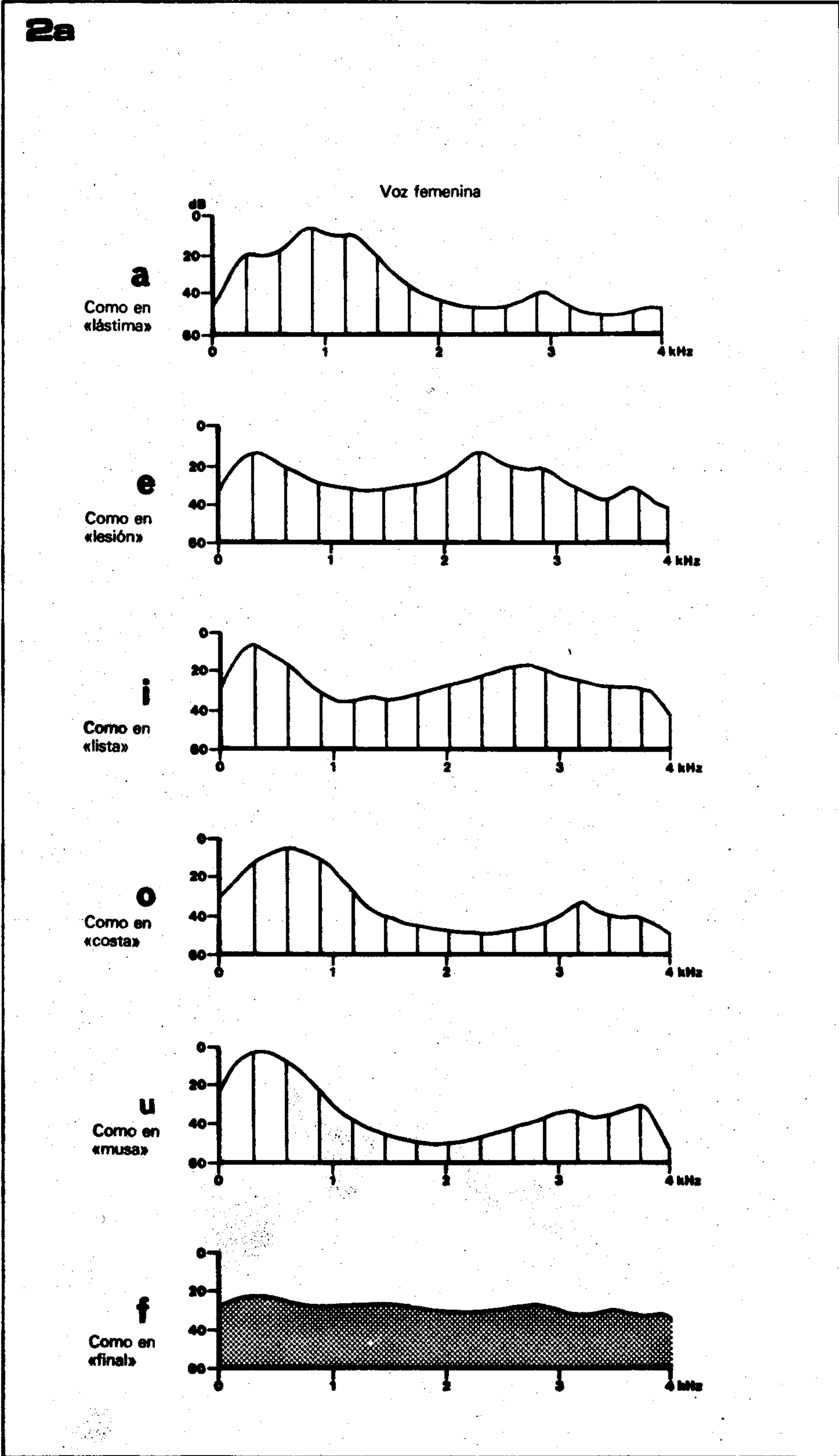


Figura 1. Este esquema simplificado muestra el principio básico de funcionamiento de los vocoders. El análisis de la señal de entrada, permite obtener la información necesaria para «superponer» las características fonéticas de articulación a una señal de excitación externa. El hecho de que los sonidos vocales de entrada sean modificados bajo la forma de tensiones de control, es el origen de la palabra «vocoder» (VOICE CODER = codificador de voz).

Figura 2. Análisis espectral de sonidos vocales pronunciados por una voz femenina (figura 2a), y por una voz masculina (figura 2b). La frecuencia fundamental de la voz masculina es aproximadamente de 140 Hz., mientras que para la voz femenina es algo más de 280 Hz. El sonido producido por las cuerdas vocales es extremadamente rico en armónicos. Las variaciones de las características de amplitud dinámica para diferentes vocales es el resultado de las diferentes resonancias, creadas por las modificaciones de la posición de la lengua, los dientes y los labios, lo cual produce a su vez el cambio de forma de las cavidades vocal y nasal. Este proceso equivale a un filtrado de gran complejidad, y es la parte más importante en los sonidos sordos.



pulmones) y un conjunto de filtros de tonalidad (las cavidades vocal y nasal).

Síntesis de la voz

Enfocando el tema bajo este punto de vista, nos surge la pregunta de si podemos emplear para la palabra, las técnicas utilizadas para la síntesis musical. Las cuerdas vocales podrían ser reemplazadas por un oscilador cuya forma de onda tuviera la suficiente riqueza de armónicos superiores como para permitir un filtrado diferenciador de los sonidos, mientras que un generador de ruido podría ser utilizado para producir los sonidos sordos; un circuito de conmutación podría determinar el principio y el fin del funcionamiento de los circuitos anteriores, dependiendo del tipo sonido requerido. Sin embargo, el problema se complica si examinamos las características de los filtros necesarios para sintetizar sonidos vocales. Si tenemos en cuenta que para la formación de la palabra articulada es imprescindible la variación permanente, tanto del contenido en armónicos, como de las características dinámicas, sería preciso disponer de un sistema de filtros de tipo ecualizador, para simular todos los matices de carácter tonal de la palabra hablada. Dicho de otra forma, el sistema de filtros ha de ser controlado en tensión, si pretendemos que el sonido producido «siga» los rápidos cambios del contenido en armónicos de la voz humana. Resulta, pues, evidente que un sintetizador de palabra analógico requeriría una gran cantidad de componentes para realizar esta función y además, ¿cómo generar la compleja combinación de tensiones necesaria para controlar los citados filtros? Existe la posibilidad de simplificar el proceso, recurriendo a un sistema híbrido, utilizando una memoria para almacenar las tensiones de control. La calidad de los sintetizadores de voz basados en este principio es satisfactoria. Es casi seguro que la mayoría de los lectores habrán oído hablar de los ordenadores «parlantes» que se sirven de una voz sintetizada para expresar los resultados de sus cálculos. La «calculadora que habla» mostrada en la fotografía 1, prueba que no es necesaria una gran cantidad de componentes para sintetizar numéricamente la palabra. Como puede verse en la fotografía 2, el sintetizador digital de voz se compone únicamente de dos integrados, montados en una sola placa de circuito impreso. Las componentes del sonido se almacenan numéricamente en una ROM, en la que posteriormente serán leídos por un microcontrolador sintetizador de voz. Un convertidor D/A (digital-analógico) se encarga de transformar las componentes numéricas del sonido en analógicas.

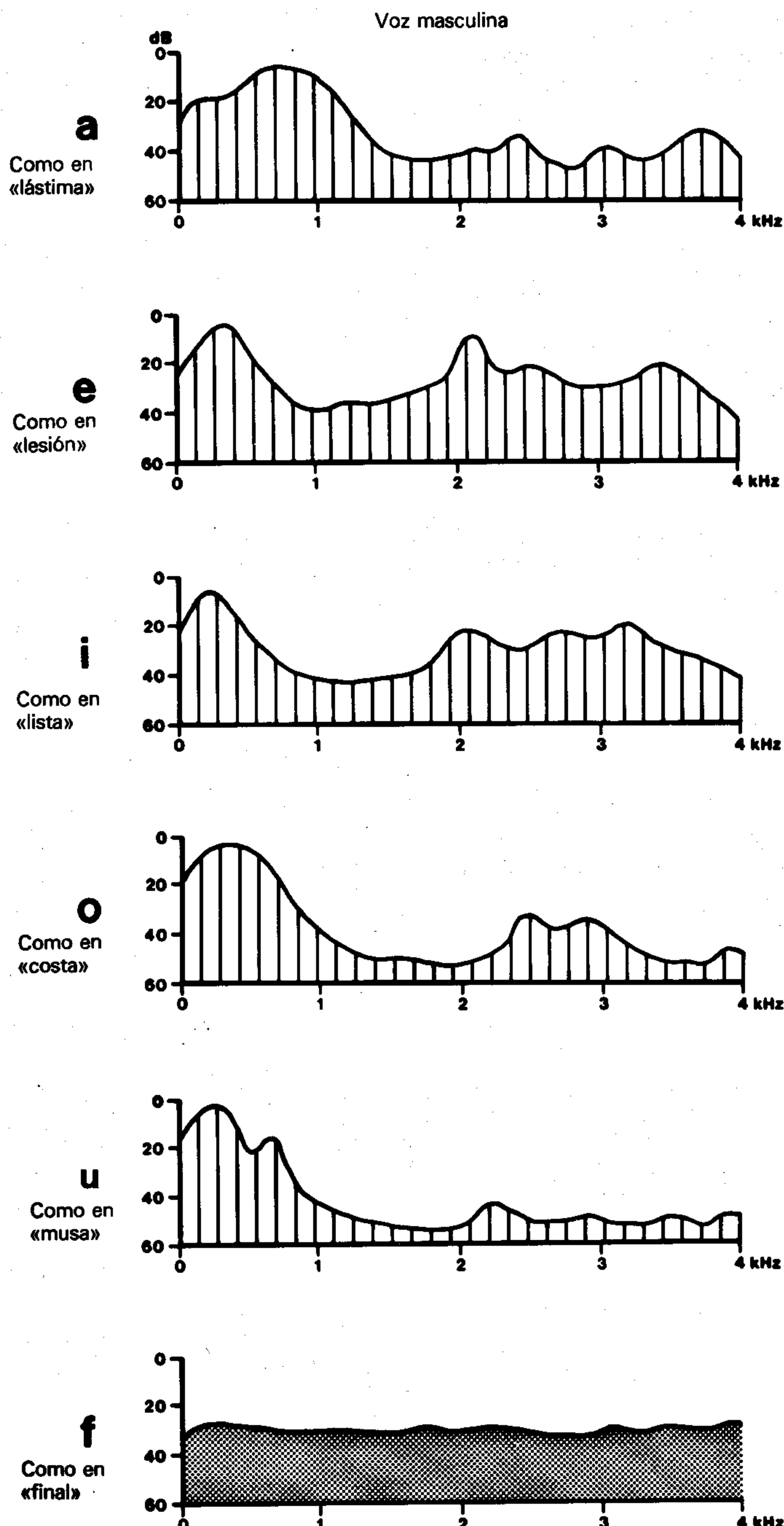
Codificación de voz

Si bien, la memorización de las componentes numéricas del sonido es la solución más simple, para los sistemas generadores de palabras (suponiendo que el vocabulario deseado no sea muy amplio); esta no es la solución utilizada en los vocoders y precisamente ésta es la diferencia fundamental que distingue a estos dispositivos de los sintetizadores de palabra.

Un vocoder, está concebido esencialmente para superponer las componentes de la palabra a una señal no-vocal grabada (tal como, música, el sonido del viento, etc.). De esta forma se obtiene, por ejemplo, el efecto de la orquesta que habla. La articulación de la señal de salida es realmente buena, produciendo sonidos de una claridad y nitidez sobresalientes. Esta calidad de articulación es la que distingue el vocoder de otros instrumentos menos elaborados de efectos especiales, tal como el WA-WA, el MOUTH BAG o el MOUTH TUBE (véase fotografía 3), este último, de aparición más reciente.

El MOUTH TUBE es fundamentalmente un vocoder mecánico-acústico bastante elemental. La señal de una guitarra eléctrica o una fuente similar alimenta la entrada de un amplificador de potencia que ataca a un altavoz instalado en una caja cerrada. La señal amplificada de la guitarra se envía por medio de un tubo plástico a la boca del músico, el cual, sin utilizar las cuerdas vocales y simplemente modificando la forma de su cavidad vocal, es capaz de «articular» o hacer hablar al sonido de la guitarra. Esta señal es recogida por un micrófono situado delante de la boca del músico y distribuida normalmente por los sistemas de sonoriza-

2b





ción habituales. Los sonidos producidos con este sistema básicamente son parecidos a los generados por un vocoder. Sin embargo, el MOUTH TUBE tiene un campo de aplicaciones bastante limitado, y comparado con el vocoder, la calidad de articulación es considerablemente inferior, en particular resulta bastante difícil obtener sonidos sordos y oclusivos.

Vocoders modernos

Con lo expuesto hasta aquí, suponemos que el lector ya tiene una idea bastante completa acerca de los principios de codificación vocal: el vocoder modula la articulación de la voz humana sobre una segunda señal llamada de «excitación». Esto se consigue convirtiendo la señal fónica de entrada en informaciones que puedan servir para modular la señal de excitación. En principio existen varios métodos para analizar y sintetizar la voz. Los tres vocoders que hemos citado en la primera parte pertenecen al grupo de los llamados «vocoders de canales». La figura 3 muestra el esquema sinóptico de este género de aparatos: La señal vocal (procedente del micrófono) se introduce en un conjunto de filtros pasa-banda, que la dividen en un cierto número de bandas de frecuencias distintas (y estrechas). Rectificando estas señales y llevándolas a un filtro paso-bajo, se obtienen una serie de tensiones continuas, que son réplica de la envolvente de la señal vocal de entrada (pero separadas en tantas bandas como filtros haya). Estas tensiones son realmente las que van a gobernar los filtros del sintetizador y pueden definirse como el análisis espectral (en tiempo real) de la señal fónica (vocal).

La señal de entrada se aplica también a un circuito detector de sonidos sordos/sonoros que explora permanentemente la señal de entrada, indicando si se trata de un sonido sordo o sonoro; del resultado de este examen

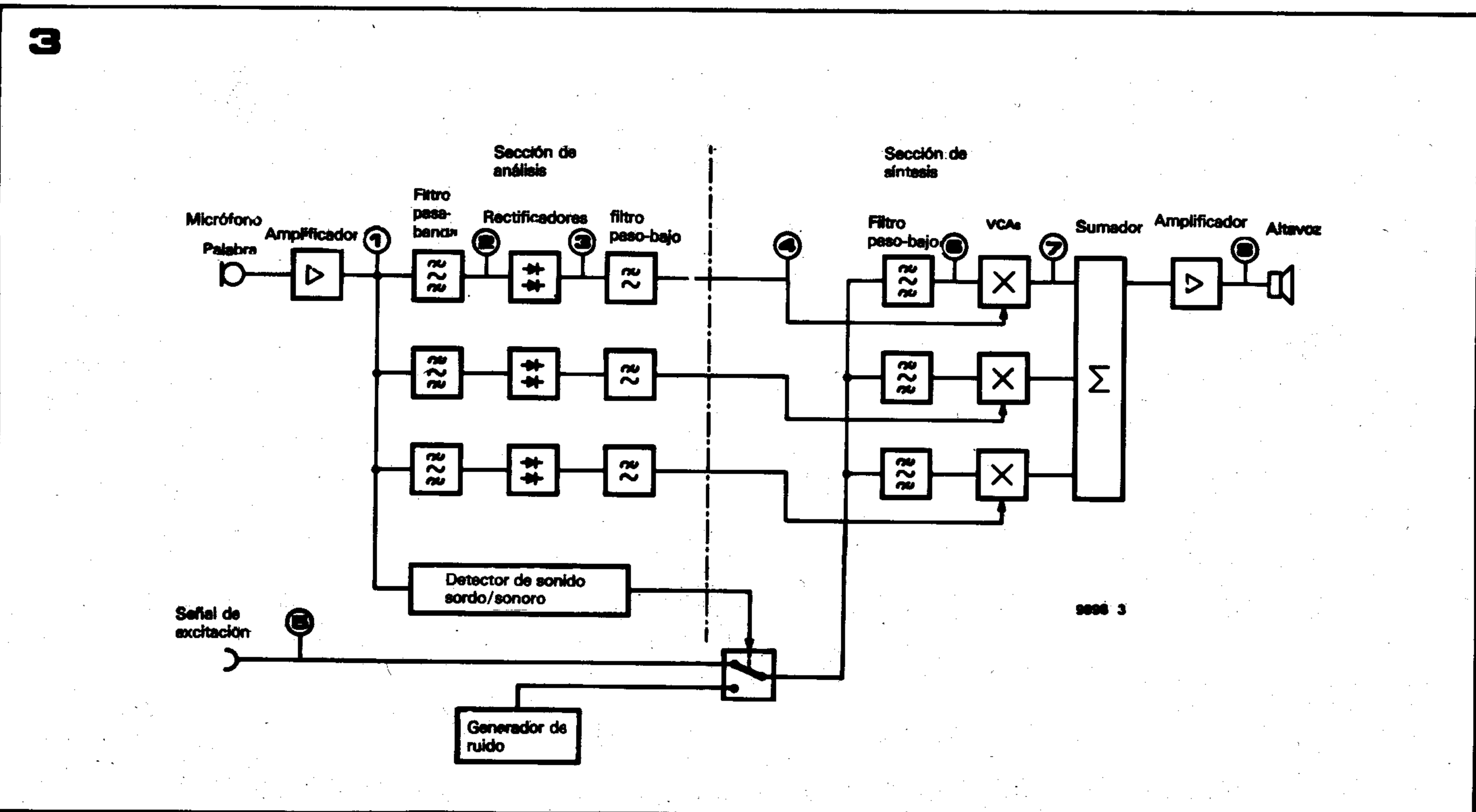
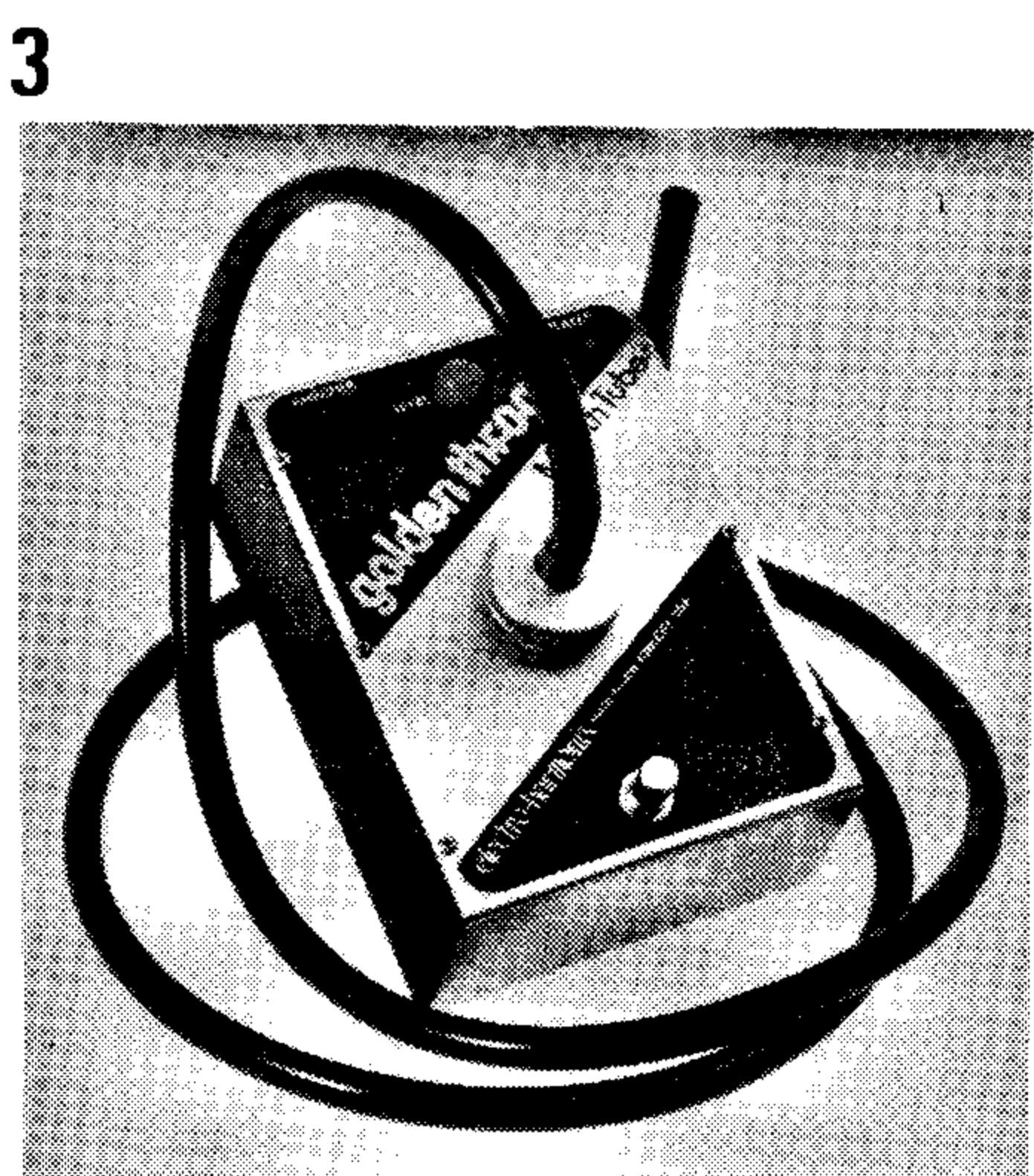
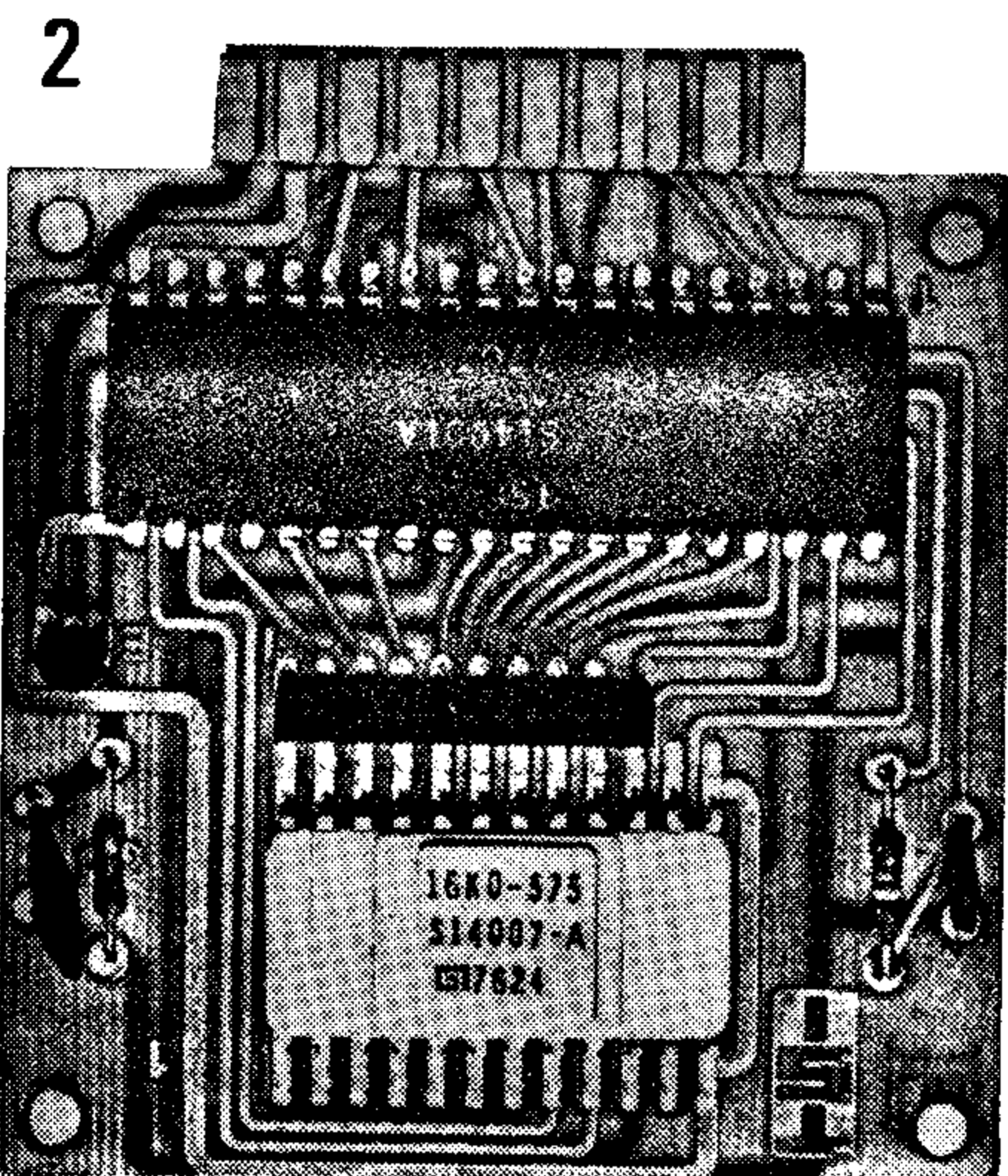
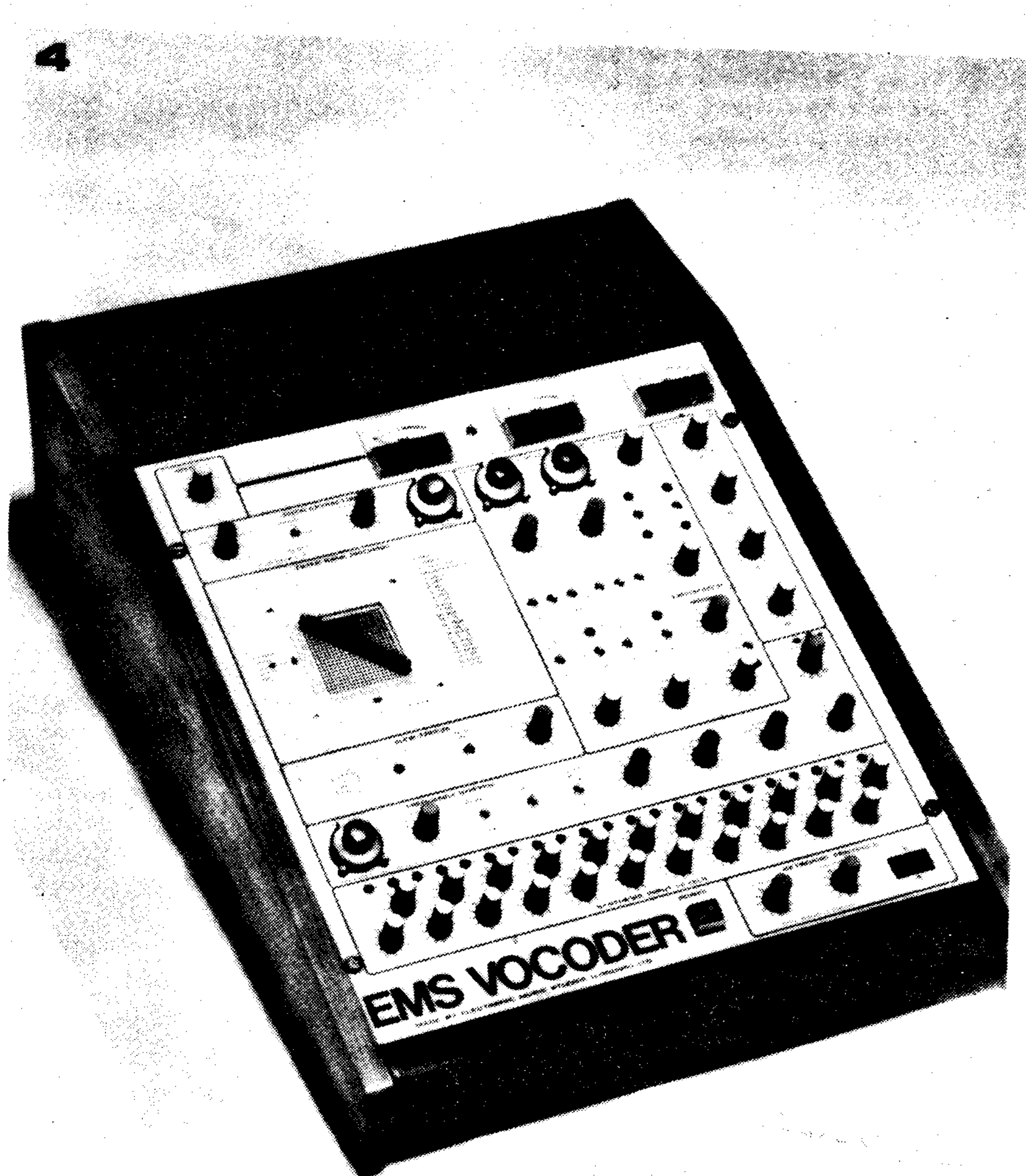


Figura 3. Esquema sinóptico funcional del vocoder de «canales». La mayoría de los vocoders diseñados para producir efectos especiales, se inspiran en este clásico circuito. Un conjunto de filtros pasabanda y seguidores de envolvente efectúan el análisis en tiempo real de la señal fónica de entrada. El resultado de este análisis son las tensiones de control que gobiernan a los VCAs (amplificadores controlados por tensión), los cuales a su vez, modulan la señal de excitación. Como consecuencia, el espectro de la señal fónica primitiva es «impuesto» a la señal de excitación (que por lo general, no es vocal). El detector de sonidos explora permanentemente la señal fónica determinando, si es preciso, la entrada en funcionamiento del generador de ruido (incluido en el sintetizador). La presencia del generador de ruido en el circuito es debida a que la mayoría de las señales de excitación no poseen la suficiente amplitud espectral como para poder sintetizar sonidos «silbantes». Por razones de simplificación, sólo se han representado tres canales en el diagrama de la figura.

Fotografía 1. Hace aproximadamente dos años que apareció en el mercado de la calculadora «parlante», que incluye un pequeño sintetizador de voz.

Fotografía 2. Placa de circuito del sintetizador de voz, contenido en la calculadora «parlante». El circuito está compuesto únicamente por dos integrados: una ROM, que tiene grabados las componentes fónicas (en forma numérica), y un microcombinador que selecciona las componentes de cualquier palabra. La etapa final es un convertidor digital/análogo (D/A).

Fotografía 3. Ejemplo del MOUTH TUBE o MOUTH BAG. La caja contiene un amplificador de potencia y un altavoz. El sonido producido se hace salir por la boca del músico, utilizando para ello un tubo de plástico, de forma que el intérprete puede modular (articular) la señal, simplemente variando la forma de las cavidades vocales y nasales, gracias a lo cual se consigue hacer hablar o cantar a la guitarra o cualquier instrumento.



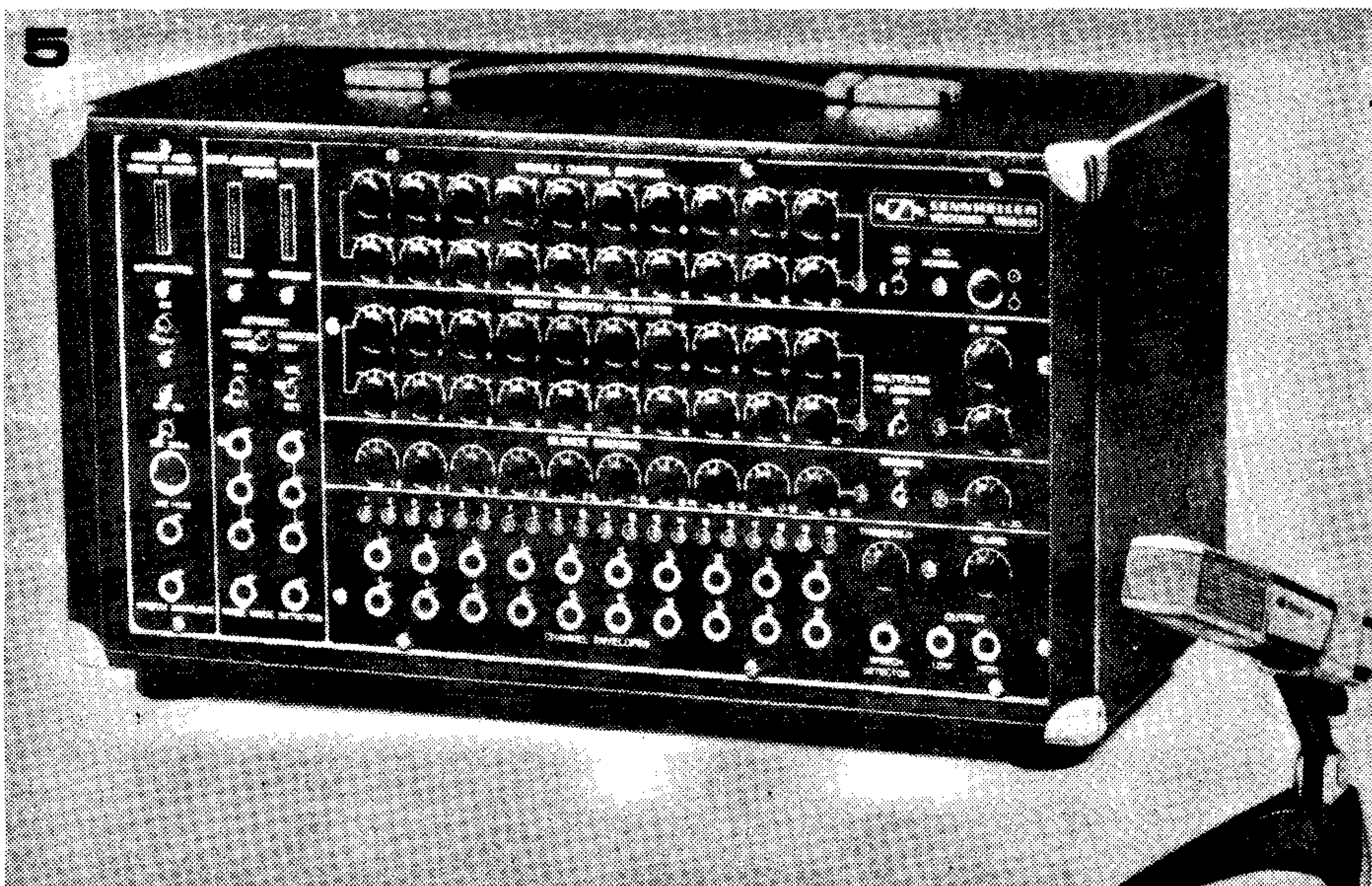
se produce la conmutación entre dos tensiones, que pueden ser de 0 y +5 V. La salida de este detector de sonidos, junto con las del detector de envolventes controla la sección de filtros que la sección analizadora de tal forma que la señal de excitación (producida simplemente por los osciladores del sintetizador y los generadores de ruido o por señales externas) es separada en igual número de bandas de frecuencia. Seguidamente la salida de la sección de filtros es modificada por las tensiones de control proporcionadas por los seguidores de envolvente, a través de los amplificadores controlados en tensión (VCAs). La consecuencia de todo este proceso es la modulación de la señal de excitación por la señal vocal.

Los diferentes canales son sumados y enviados a la etapa de salida. El resultado final es que la señal de salida posee la «voz» de la señal de excitación (la de un violón, por ejemplo), pero con la articulación de un pasaje hablado. Además, el carácter típico de la señal de excitación y los matices de articulación de la señal vocal (dialecto, acentuación, etc.), son conservados íntegramente en la señal de salida. Dicho de otra forma, la voz humana es simplemente reemplazada por el sonido del instrumento que sirve de señal de excitación.

Por consecuencia, y teóricamente, el detector de sonidos sordo/sonoro puede parecer innecesario, sin embargo, en la práctica las señales de excitación no tienen un espectro dinámico suficientemente ancho como para poder sintetizar los sonidos «silbantes», como, por ejemplo la «s». Por esta razón se incluye este detector, de forma que cuando la señal de excitación no posee la «materia prima» para sintetizar la señal de salida, ésta es proporcionada por el generador de ruido.

En las fotografías 7a y 7b se muestran ejemplos de las señales típicas que aparecen en los puntos numerados de la figura 3. Las diferentes señales de la figura 7a muestran la conversión progresiva de la señal fónica de entrada. De la sección analizadora se obtienen las tensiones que controlan los amplificadores controlados por voltaje (VCAs). En la figura 7b se muestra el proceso de síntesis de la señal de salida, utilizando para ello un generador de pulsos como señal de excitación.

En el segundo artículo dedicado a los vocoders se hará una descripción más detallada de su funcionamiento, así como de sus múltiples aplicaciones.



Fotografía 4. El vocoder EMS fue el primer aparato de este género que apareció en el mercado, después de pasar la fase de estudio. Este instrumento posee varios dispositivos especiales, tales como un «extractor» de la altura de sonido (convertidor de frecuencia en tensión), y dos VCOs de sintetizador, que se pueden poner en juego mediante teclados externos.

Fotografía 5. Este es el VSM 201 de la firma Sennheiser. Este vocoder fue concebido especialmente para utilizarlo en estudio y puede ser incorporado como módulo, al sintetizador de estudio de tipo MOOG.

Fotografía 6. «Minivocoder» EMS; sus dimensiones, su precio y su facilidad de transporte lo hacen idóneo para grabaciones en directo.

Fotografía 7. Típicas señales que aparecen en los puntos numerados de la figura 3.

1. Señal proporcionada por un micrófono (voz). El trazo es el que corresponde a la vocal «a» de la palabra inglesa «bast».
2. Señal de salida de una de las vías del filtro de la sección de síntesis (frecuencia central de 690 Hz., 6dB para un ancho de banda de 140 Hz.).
3. Señal rectificada.
4. Tensión de control obtenida después que la señal rectificada se ha hecho pasar por un filtro pasa-bajo.
5. Señal de excitación, procedente de un generador de pulsos. La frecuencia es aproximadamente de 150 Hz.
6. Señal de pulsos obtenida después de pasar por los filtros del sintetizador.

7. Señal que se obtiene modulando la salida del analizador (4) con la señal entregada por los filtros del sintetizador.

8. Señal de salida final del vocoder. Se obtiene sumando todas las vías de los filtros del sintetizador. Puede observarse claramente la similitud entre la señal final y la original (fónica).

Referencias:

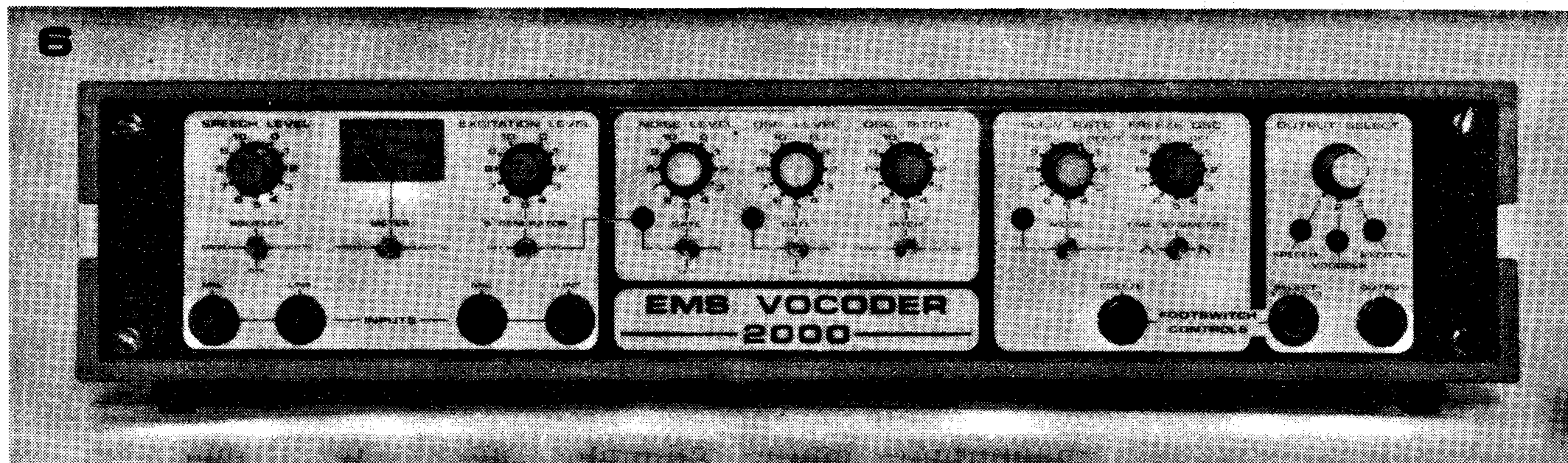
Figuras 1, 2 y 3, fotos 5 y 7:

Sennheiser-Electronic, Wedemark, Hannover, West Germany.

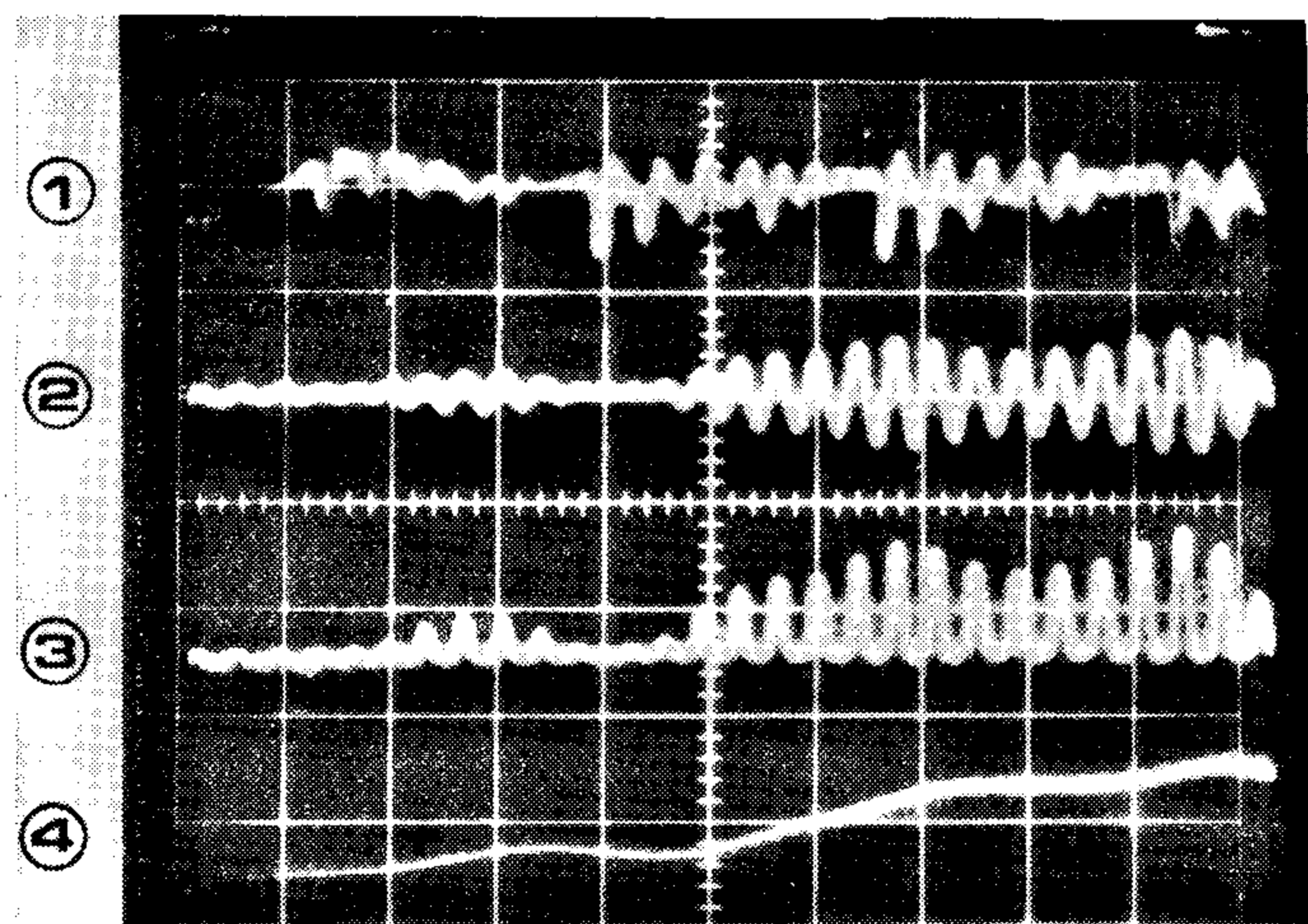
Fotos 1 y 2: Silicon Systems Inc., Irvine, California.

Foto 3: Electro-Harmonix, New York.

Fotos 4 y 6: EMS, London.

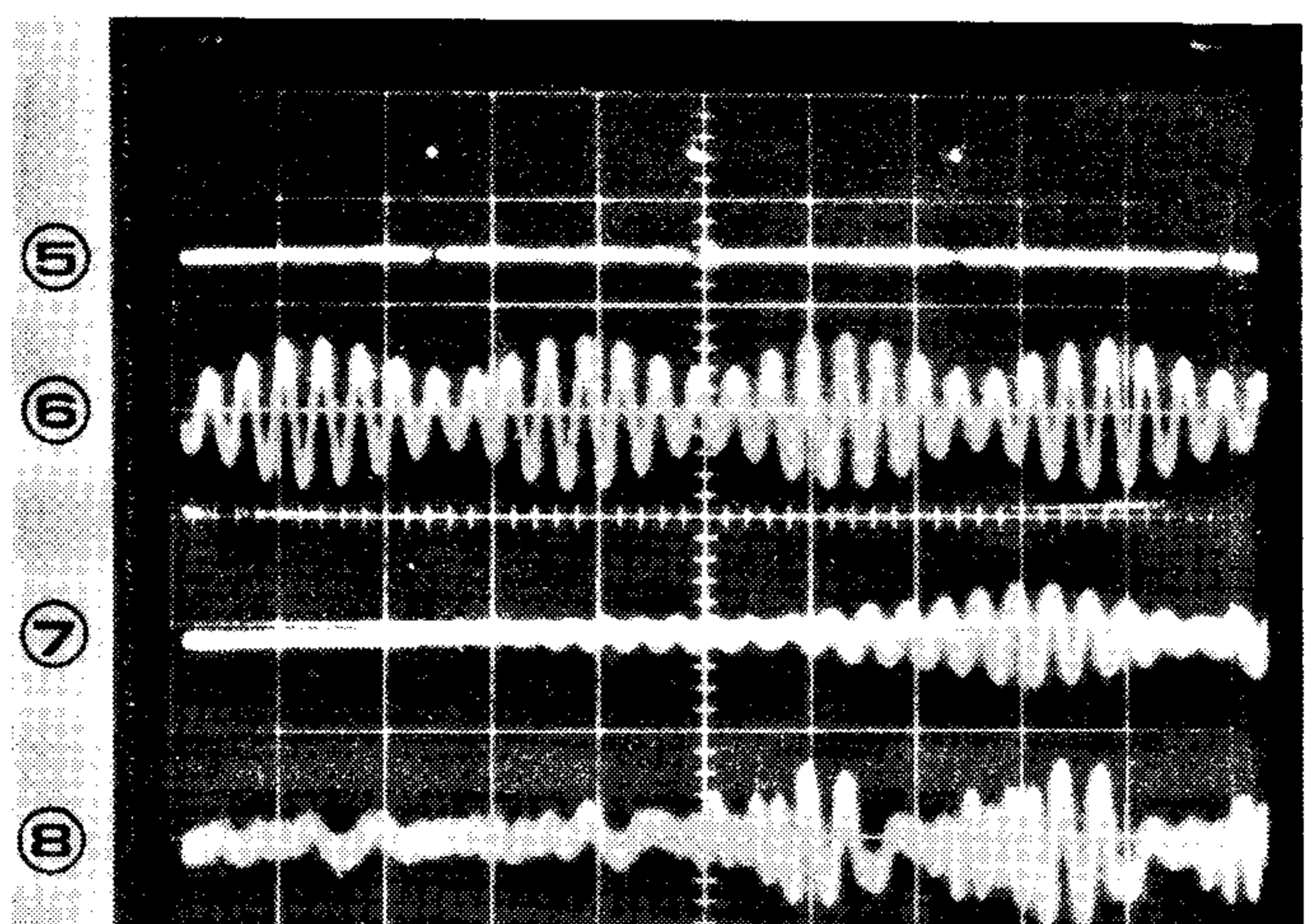


7a



9898 7a

7b



9898 7b

Es curioso comprobar que las preguntas de nuestros lectores han coincidido con las nuestras, pero más interesante aún ha sido resolverlas, y esto es lo que a continuación vamos a explicar.

Generalmente, para sacarle «partido» a un microprocesador se precisa el manual de instrucciones. En el caso del 2650 se trata de un libro de 174 páginas, que afortunadamente se puede resumir en unos cuantos principios básicos, que se explican a continuación.

Para efectuar un «salto atrás» se utiliza un número negativo, expresado por un número de 7 bits complementado a dos (sumar a un número binario el complemento a dos de otro equivale a restarlos); dicho de otra forma, se cuenta en sentido descendente a partir de 80 hexadecimal.

Si en el ejemplo precedente se quisiera leer el dato contenido en la dirección 093D, la dirección relativa (que indica el salto) sería 7D; así la dirección 0940 corresponde a 80, de la misma forma a 093F le corres-

yo he jugado con el computador de juegos TV

Todo lo que usted deseaba saber sobre cómo escribir sus propios programas en el ordenador de juegos TV en dos fáciles lecciones. Esta es la primera.

En el número 7 de ELEKTOR describíamos la construcción de la unidad para juegos de televisión, junto con una breve explicación de su funcionamiento; en realidad, sólo se dio un pequeño programa para poder leer los discos del servicio ESS de ELEKTOR.

Sin embargo, la mayoría de los lectores quieren «más»: es decir, desean hacer sus propios programas. «Será fácil», dijimos. Para probarlo, veamos algunos programas (realmente sofisticados), desarrollados enteramente por un aficionado. Este artículo no es más que el fruto de la experiencia y el trabajo.

Formas de direccionado

Cuando en un programa se lee o se memoriza un dato, o aún más cuando se hace un salto de una a otra dirección del programa, es obvio que habremos de especificar la dirección en la que realiza tal sentencia, o hacia qué dirección «salta» el programa (o se realiza una transferencia), etc.

En el ordenador para juegos de televisión, esta operación se puede hacer de varias formas.

Direccionado absoluto y relativo

Una dirección «absoluta» no es más que la propia dirección. Por ejemplo, en lenguaje de máquina, la instrucción (o sentencia) *carga absoluta en el registro cero (R0)*, comienza con 0C (esto se explicará más adelante) y si queremos leer el dato contenido en la dirección 0F00, la instrucción completa será 0C0F00.

Por el contrario, una dirección «relativa» comporta un pequeño salto en el programa, es decir, el microprocesador calcula la dirección final (o absoluta), sumando a la dirección siguiente de la instrucción relativa, el número especificado por esta. Este número está comprendido entre -64 y +63. Por ejemplo, si tenemos la instrucción *carga relativa del registro cero, 2F* (2F es el número hexadecimal que determina el salto) situada en las direcciones 093E y 093F (se ocupan dos pasos o direcciones, una para la instrucción propiamente dicha y la siguiente para el número que indica el salto), la dirección inmediatamente siguiente a la instrucción es la 0940, luego la dirección absoluta o final correspondiente a la instrucción completa es $0940 + 2F = 096F$, por tanto, el dato se leerá en la dirección 096F.

ponde 7F, a 093E 7E y a 093D, 7D. La instrucción completa, por tanto, será 087D (08 es el código hexadecimal de la instrucción). Nótese que esta forma de escribir números negativos, implica que los valores de 00 a 3F corresponden a números positivos y de 40 a 7F negativos. No existen números mayores que 7F.

En teoría, esto puede parecer sencillo, sin embargo, en la práctica es la causa de un sin fin de errores de programación. De hecho, es más fácil equivocarse en el cálculo de una dirección relativa que hallar la correcta; en programas sencillos será aconsejable utilizar instrucciones absolutas —el espacio suplementario de memoria que esto implica (las instrucciones absolutas «ocupan» más pasos de memoria) rara vez representará un problema.

«La práctica hace la perfección», reza el dicho popular, es decir, puesto que los programas irán poco a poco creciendo en complejidad, parece lógico ejercitarse utilizando instrucciones relativas cada vez que ello sea posible. Para ayudar a los principiantes se ha incluido en uno de los últimos discos ESS (servicio de programas de ELEKTOR) un programa para el cálculo de direcciones relativas. ¡La experiencia demostrará su verdadera utilidad!

Direccionado directo e indirecto

Los dos tipos de direccionado anteriormente citado, pertenecen a la familia direccionamiento *directo*, en el que el dato es leído o transferido a la dirección específica que indica la instrucción. Existe otro tipo (el indirecto) que se realiza en dos tiempos: es decir, existe una dirección donde se encuentra almacenada la dirección deseada (final).

Por supuesto, pueden escribirse instruc-

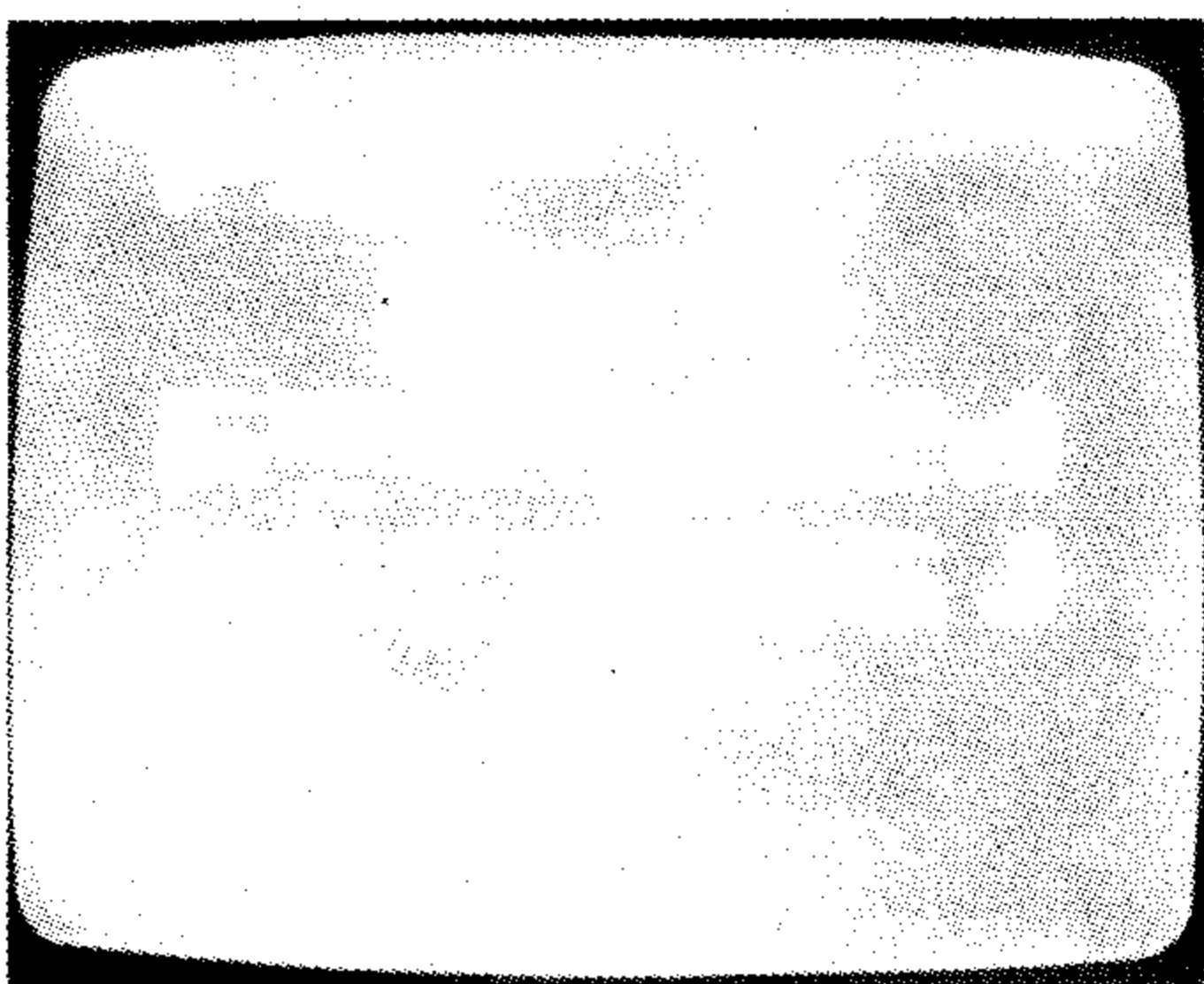


Tabla A

08F0	C0 60 50 CE		
08F4	3D CE 50 60		
08F8	C0 00 28 FF		DATOS
08FC	63 FE 00 00		
0900	7620	PPSU, II	
0902	05C3	LODI, R1	
0904	0400	LODI, R0	borrar la PVI
0906	CD5F00	STRA, I-R1	
0909	597B	BRNR, R1	
090B	050E	LODI, R1	
090D	0D48F0	LODA, I-R1	almacena la forma del objeto
0910	CD7F00	STRA, I/R1	
0913	5978	BRNR, R1	
0915	0401	LODI, R0	tamaño
0917	CC1FC0	STRA, R0	
091A	0400	LODI, R0	color*
091C	CC1FC1	STRA, R0	
091F	0C1E88	LODA, R0	
0922	F420	TMI, R0	espera que se pulse «PC»
0924	9879	BCFR	
0926	3F05CD	BSTA, UN	salvaguarda la palabra de estado
0929	1F0014	BCTA, UN	vuelta al monitor**

* Estas instrucciones de momento no son indispensables: el dato contenido en la dirección 1FC1, ha sido ya borrado (ahora es 00) mediante la subrutina «borrado de la PVI». Sin embargo, es posible seleccionar otros colores modificando el dato que figura en la instrucción LODI.

** Utilizando este método (algo extenso) de retornar al control del monitor, se solucionará el problema de los «cuadros negros» en la parte inferior izquierda de la pantalla (ver texto).

ciones de direccionado absoluto-indirecto y relativo-indirecto, sin embargo, la última es más habitual en la versión básica de los juegos de televisión.

Una dirección relativa se transforma en indirecta, sumándole 80. En el ejemplo dado anteriormente la instrucción de «carga relativa» (082F) que se encontraba en las direcciones 093E y 093F se leía el dato en la dirección 096F, si ahora queremos transformar la instrucción en absoluta bastará con sumarle 80. El resultado es: 08AF (2F + 80 = AF; 08 es el «nombre» de la instrucción y no interviene en la suma), entonces el contenido de las direcciones 096F y 0970 se interpretará como dirección absoluta asociada a esta instrucción, o sea, si los datos contenidos en estas direcciones son 0A y 00, por ejemplo, la instrucción *carga relativa indirecta*, 2F será ejecutada como si se leyera *carga absoluta del contenido de la dirección 0A00*.

Una vez más, en programas simples es más fácil, rápido y seguro, utilizar la correspondiente instrucción absoluta y olvidar el modo relativo indirecto.

Con el fin de ayudar a los lectores que se inician en estos temas, el programa mencionado anteriormente proporciona dos resultados: si se hace el cálculo del salto relativo de los ejemplos precedentes, la respuesta aparecerá en la pantalla como 2F o AF, que indican el direccionado directo e indirecto, respectivamente.

Direccionamiento Indexado

Contrariamente a los modos relativo e indirecto, el direccionamiento indexado puede resultarnos muy útil, incluso en programas sencillos. Veamos cómo funciona: el dato almacenado en uno de los registros se suma a una dirección absoluta, y el resultado de esta adición representa la dirección absolu-



ta asociada a la instrucción indexada. El registro que contiene el número a sumar se llama «registro índice»; este registro debe especificarse en la instrucción. Siempre que se utiliza una instrucción indexada los datos pasan por el registro cero (R0).

Para indicar el modo indexado básico se suma 6000 a la dirección absoluta. De forma que, por ejemplo la instrucción 0D6900 no se interpretará como «carga el registro uno

Tabla 1

0903	054E	LODI, R1	
0905	0400	LODI, R0	
0907	CD5F00	STRA, I-R1	Borrar los objetos
090A	597B	BRNR, R1	
090C	0469	LODI, R0	
090E	CC1FC6	STRA, R0	Color
0911	052D	LODI, R1	
0913	04FF	LODI, R0	
0915	CD5F80	STRA, I-R1	Fondo
0918	597B	BRNR, R1	
091A	40	HALT*	

* No es esta la mejor forma de poner fin a un programa, como veremos más adelante, pero por el momento servirá.

con el contenido de la dirección 6900»; sino que supuesto que en el registro uno está almacenado el dato 0A, la instrucción se interpretará como: «Carga el registro cero con el dato que hay en la dirección 090A (0900 + 0A), es decir, a la dirección absoluta 0900 especificada por la instrucción se le suma el contenido del registro 1 (que es 0A). El código 6900 se descompone en 6000 + 0900 (en el cual 6000 sólo sirve para indicar que la instrucción es indexada) de forma que la dirección absoluta final será 090A. Esta instrucción tiene dos posibilidades adicionales que la hacen aún más interesante: direccionamiento indexado con auto-incremento y auto-decremento. Se obtienen, al igual que antes, sumando 2000 y 4000 a la dirección absoluta, respectivamente. En ambos casos, la dirección absoluta se calcula, como ya se ha explicado —sumando el dato del «registro índice» a la dirección absoluta especificada—. En este caso antes de calcular la dirección absoluta final, el dato del «registro índice» se incrementa en una unidad (entonces se habla de auto-incremento) en una unidad o se decrementa (y se habla de auto-decremento).

Para apreciar realmente el valor de esta instrucción, veamos un ejemplo: supongamos que queremos «borrar» los datos del fondo de pantalla, que se encuentran en la PVI. Esto significa que deseamos introducir 00 en las direcciones que determinan el fondo de pantalla es decir, de 1F80 a 1FAC). Esto, en total, requiere ¡45 operaciones de «borrado»! Pero, si en lugar de 45 instrucciones de «memorizado absoluto», escribimos una sola de «memorizado absoluto indexado» con auto-decrementación, que forme un «bucle» a partir de la dirección que nos interesa (en este caso comenzará en 1F80 y terminará en 1FAC), obtendremos el mismo efecto. El programa, con un poco de práctica se escribirá:

052D LODI, R1
0400 LODI, R0
CD5F80STRA,I-R1
597B BRNR, R1

Las abreviaturas que figuran a la derecha de las instrucciones, escritas en código de máquina, sirven para identificarlas rápidamente y saber lo que «hace» cada una. Esta breve sección se programa se ejecuta de la

siguiente forma: primeramente se carga el «registro índice» R1 (LODI, R1 = carga inmediata del registro 1, más adelante se verá con detalle) después se carga 00 en el registro R0. A continuación viene la instrucción de «memorizar en indexado absoluto el registro R1 con auto-decrementación», dicho sea de paso, la abreviatura es bien clara, STRA-I-R1 (del inglés: SToRe Absolute, Indexed to Register 1, with autodecrement) y además es mucho más fácil de escribir que la frase completa. Ahora se resta 1 al contenido del registro R1 (que en este momento es 2D), después el resultado (2C = 2D - 01) se suma a la dirección absoluta de partida 1F80 (5F80 = 1F80 + 4000; el 4000 es para «etiquetar» la instrucción como indexada). Entonces se memoriza el valor del registro R0 (00) en la dirección absoluta resultante, 1FAC (1FAC = 1F80 + 2C). Hecho esto, ¡sólo queda repetirlo 44 veces! La siguiente instrucción se explicará con más detalle en otro apartado, significa «transferencia relativa, si el contenido del registro R1 es diferente de cero», es decir, se realiza una transferencia (condicional) si el dato del registro es distinto de cero. Y como, por fuerza el registro R1 es distinto de cero (pues «vale» 2C), se ejecutará la transferencia relativa y el programa retrocede al comienzo de la instrucción precedente, indicada por la flecha (esta instrucción es la que realmente «cierra» el bucle, del que hablábamos antes). El programa así descrito se encarga de memorizar 00 en los registros de la PVI correspondientes al fondo de pantalla, hasta que el contenido del registro R1 sea igual a cero. Cuando esto sucede (R1 = 00) dejará de tener efecto la instrucción BRNR, R1, es decir, se salta, ejecutándose la secuencia de programa que figure a continuación.

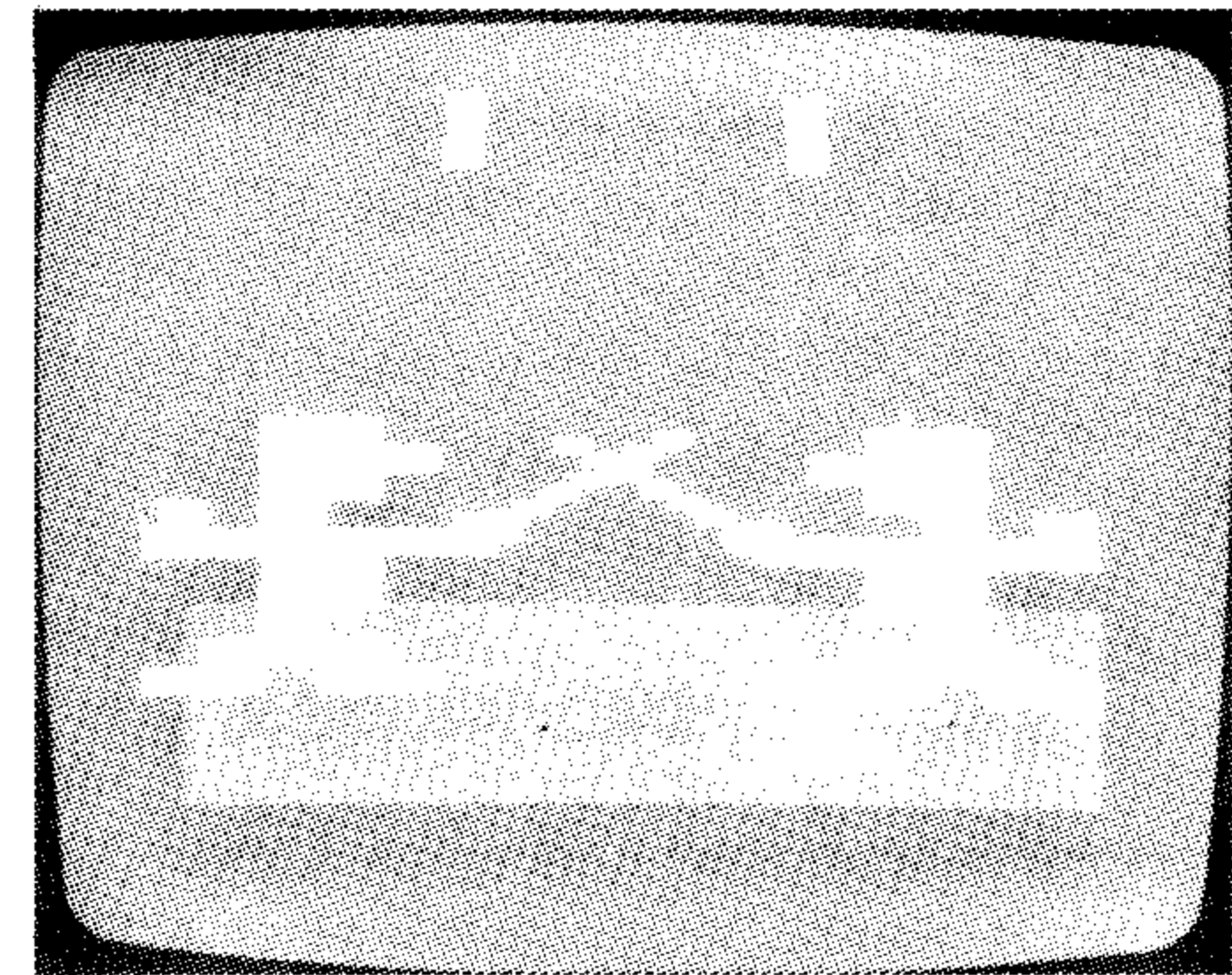
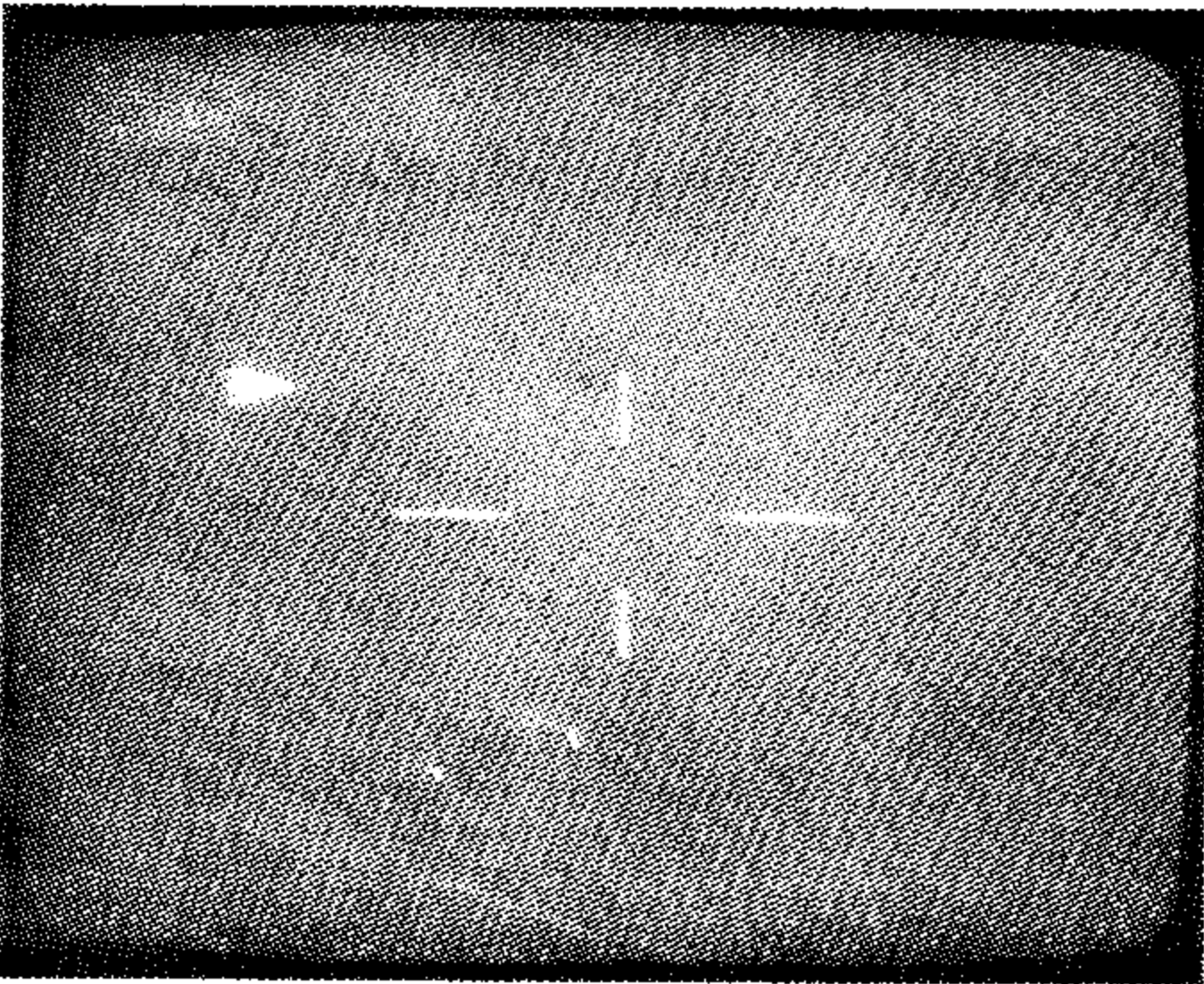


Figura 1

Tabla B

El programa dado en la tabla A, permite generar un objeto blanco sobre fondo azul. Para incluir un «fondo de pantalla» se puede modificar el programa a partir de la dirección 091F. El programa completo comienza igualmente en la dirección 0900, para la etapa siguiente véase tabla C.

091C	CC1FC1	STRA, R0)	carga del fondo de pantalla
091F	0480	LODI, R0	
0921	CC1F91	STRA, R0	
0924	CC1F93	STRA, R0	
0927	CC1F9F	STRA, R0	
092A	CC1FA1	STRA, R0	
092D	040C	LODI, R0	
092F	CC1F98	STRA, R0	
0932	0430	LODI, R0	
0934	CC1F99	STRA, R0	
0937	0401	LODI, R0	Color
0939	CC1FAB	STRA, R0	
093C	0449	LODI, R0	
093E	CC1FC6	STRA, R0	
0941	0C1E88	LODA, R0	espera que se pulse «PC»
0944	F420	TMI, R0	
0946	9879	BCFR	salvaguarda la palabra de estado vuelta al monitor
0948	3F05CD	BSTA, UN	
094B	1F0014	BCTA, UN	



Para aquellos que quieran ensayar este programa, será más interesante «hacer» un fondo de pantalla que borrarlo. En este caso se deberá especificar el color de la pantalla: «69» en la dirección 1FC6 da amarillo sobre fondo azul. En la tabla 1 se muestra el programa completo. Más adelante se explicará la razón de que el programa comience en la dirección 0903 (en lugar de la 0900). Un último punto sobre el direccionamiento indexado. En general, esta modalidad de direccionado puede utilizarse como variante del direccionamiento absoluto, a excepción de

las instrucciones de transferencia. En otro apartado se tratarán las instrucciones de transferencia indexadas que son EXA y BSXA.

Carga o transferencia de un registro (R0)

La mayoría de las instrucciones que transfieren o manipulan datos utilizan un registro. Evidentemente, se debe especificar en la instrucción el registro utilizado. Esto aparece claramente en los ejemplos dados anteriormente y en la tabla 1 en especial. El primer par de números hexadecimales de cada instrucción especifica su función y el número de registro implicado. Por ejemplo, la instrucción básica para «carga inmediata» es 04XX (donde XX representa el dato que se ha de cargar). Si sumamos a las dos primeras cifras el número del registro que vayamos a utilizar, la instrucción queda completamente definida. Es decir, si queremos utilizar el registro 0 para la «carga inmediata» del dato XX, habremos de sumar a 04 el valor 0. O sea, el propio 04 ya indica que se trata del registro R0. Si fuera R1 la instrucción completa sería 05XX (04 + 1 = 05) para R2 sería

Palabra de estado

bit:	PSU							
	7	6	5	4	3	2	1	0
	S	F	II	No se utiliza	No se utiliza	SP2	SP1	SP0
	80	40	20	10	08	04	02	01

S Detección

F Bandera

II Inhibición de interrupción

SP2 Puntero del Stack dos

SP1 Puntero del Stack uno

SP0 Puntero del Stack cero

PSL							
7	6	5	4	3	2	1	0
CC1	CC0	IDC	RS	WC	OVF	COM	C
80	40	20	10	08	04	02	01

CC1 Código de condición uno

CC0 Código de condición cero

IDC Arrastre interdígitos

RS Selección de serie de registros

WC con/sin arrastre

OVF sobrecarga

COM comparación lógica/aritmética

C bit de arrastre

Tabla C

Los programas dados hasta ahora en las tablas A y B sólo permiten generar un objeto inmóvil y un fondo de pantalla. Para hacer que el objeto se desplace haremos la siguiente modificación:

(093E	CC1FC8	STRA, R0)	
0941	0728	LODI, R3	Posicionamiento horizontal
0943	0663	LODI, R2	Posicionamiento vertical
0945	0C1E8C	LODA, R0	} ¿Se ha pulsado la tecla?
0948	F420	TMI, R0	
094A	9802	BCFR	
094C	DB18	BDRR, R3	Incrementar el registro R3
094E	0C1E8D	LODA, R0	} ¿Se ha pulsado la tecla?
0951	F410	TMI, R0	
0953	9802	BCFR	
0955	FA0F	BIRR, R2	Decrementar el registro R2
0957	F440	TMI, R0	} ¿Se ha pulsado la tecla?
0959	9802	BCFR	
095B	DA09	BDRR, R2	
095D	0C1E8E	LODA, R0	} ¿Se ha pulsado la tecla?
0960	F420	TMI, R0	
0962	9C0991	BCFA	
0965	F800	BIRR, R3	Disminuir el registro R3
0967	CF1F0A	STRA, R3	} Posición actualizada
096A	CE1F0C	STRA, R2	
096D	03	LODZ, R3	
096E	3B83	BSTR, UN, Ind. (0984)	} Comprobación de fin de carrare
0970	C3	STRZ, R3	
0971	02	LODZ, R2	
0972	3F0984	BSTA, UN	
0975	C2	STRZ, R2	
0976	0502	LODI, R1	} Retardo
0978	0C1FCB	LODA, R0	
097B	F440	TMI, R0	
097D	9879	BCFR	} Recomenzar el test de las teclas
097F	F977	BDRR, R1	
0981	1F0945	BCTA, UN	
0984	E404	COMI, R0	} SUB-PROGRAMA: Comprobar el fin de carrera (horizontal o vertical) y rectificar si es necesario.
0986	9802	BCFR	
0988	D806	BIRR, R0	
098A	E4D0	COMI, R0	
098C	9802	BCFR	
098E	F800	BDRR, R0	} ¿Se ha pulsado la tecla «PC»?,
0990	17	RETC, UN	
0991	0C1E88	LODA, R0	
0994	F420	TMI, R0	} en caso negativo volver al principio. Salvaguardar la palabra de estado y retornar al control del programa monitor.
0996	9C0945	BCFA	
0999	3F05CD	BSTA, UN	
099C	1F0014	BCTA, UN	

Después de haber efectuado la entrada de este programa en memoria, estaremos en condiciones de poder mover los objetos, en sentido horizontal (mediante las teclas «5» y «7») y verticalmente (teclas «2» y «A»).

06XX y 07XX para R3 (04 + 3 = 07). Con esto podemos entrever que la mayor parte de las instrucciones tendrá cuatro variantes, en las cuales el segundo dígito de las dos primeras cifras indicará el registro utilizado. Si se trata del registro R0, ésta será 0. 4, 8 C (múltiplos de cuatro), para R1; 1, 5, 9 (múltiplos de 4, más 1), por ejemplo, para R0, 0803 o 0C06, y así sucesivamente. Finalmente, hay instrucciones de transferencia y «carga» de datos que requieren el uso de dos registros, uno de los cuales ha de ser obligatoriamente R0. Por ejemplo, la instrucción «carga del registro R0 con el registro R1» (o sea, poner el contenido de R1 en R0), se escribe 01, de igual forma «LODZ, R2» (en abreviatura) se escribirá 02.

Es de resaltar, que en la mayoría de los casos (¡pero no en todos!) puede utilizarse cualquier registro como registro 0, lo cual es muy útil, como se demostrará en el próximo artículo, dentro del apartado «trucos de programación».

Registros

Anteriormente ya nos hemos referido a ellos en varios apartados. Ahora es el momento de abordar este tema. Básicamente se puede definir un registro, como una posición de memoria situada en el interior del microprocesador. En el caso del 2650 los registros son de 8-bits, lo cual significa que podemos memorizar cualquier número comprendido entre 00 y FF. En total se dispone de siete registros para «usos generales»: el registro R0, y dos series de tres registros (R1, R2, R3 y R1', R2', R3'). De estos siete registros, sólo el 0 (R0) está siempre disponible; a los seis restantes se accede en bloque, de modo que en un momento dado, sólo se puede disponer de una de las series de registros (R1, R2, R3 o R1', R2', R3'), mientras tanto los registros y los datos de la serie no seleccionada permanecen «congelados». En el apartado «registro de estado» veremos cómo acceder a una u otra serie de registros.



Cualquier instrucción referida a R1, R2 o R3 afecta únicamente al registro de la serie seleccionada, sin causar ningún efecto a su homólogo en la otra serie (o sea, al «borrar» R1 no se borra R1, por ejemplo).

Palabra de estado

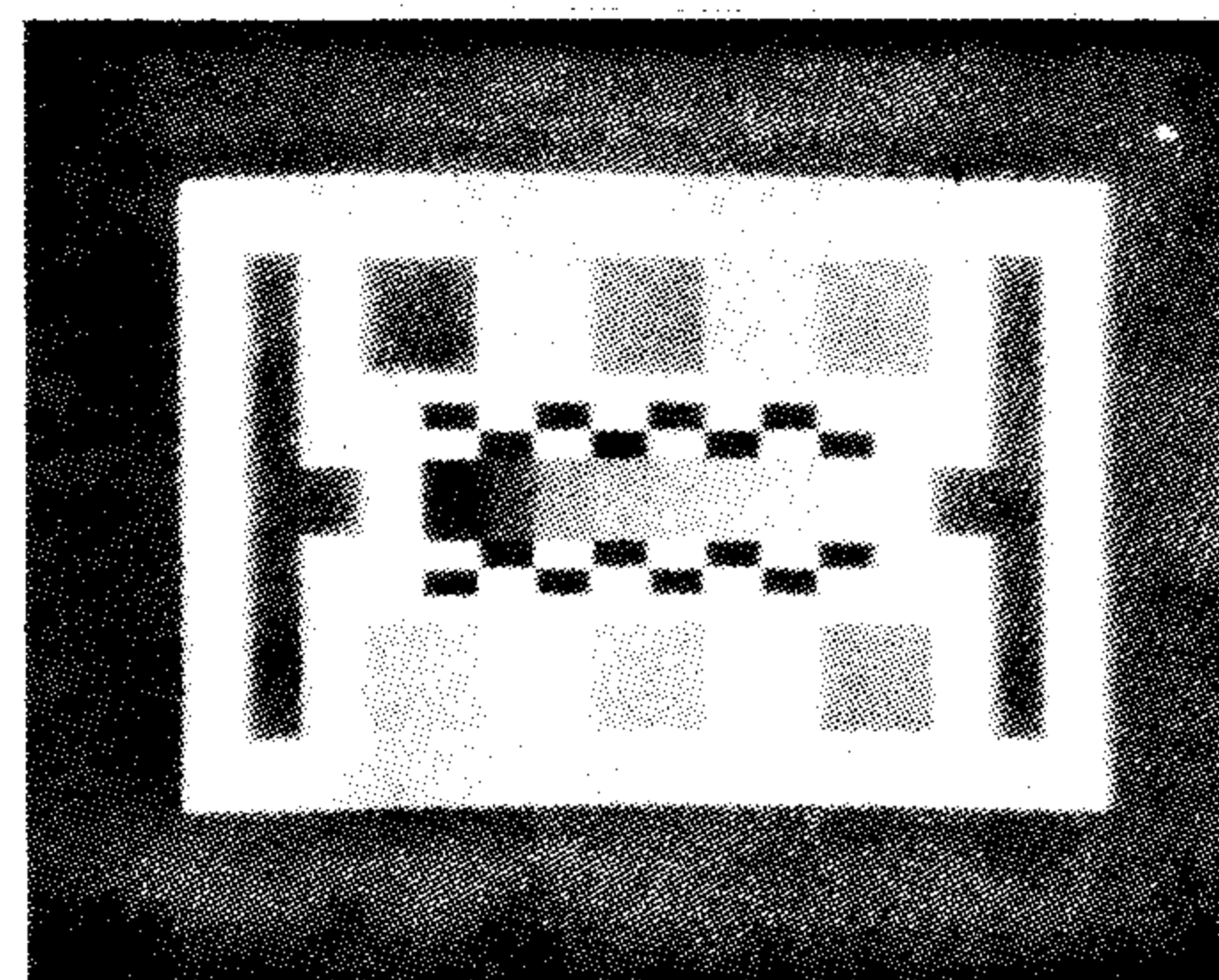
Se llama «palabra de estado», a dos bytes de 8-bits) que tienen un significado especial. Se les denomina PSU (del inglés, Program Status Upper = registro de estado superior) y PSL (Program Status Lower = registro de estado inferior). Cada bits de estos registros tiene una función especial y concreta, como se ilustra en la figura 1. Estudiemos brevemente los puntos más importantes de los citados bytes, que, por otra parte, son comunes en casi todos los ordenadores.

Detección (sense)

Este bit está a «1» durante el impulso de puesta a cero, al final de cada trama. Puede utilizarse, por ejemplo, para sincronizar el programa con lo que realmente se está viendo sobre la pantalla.

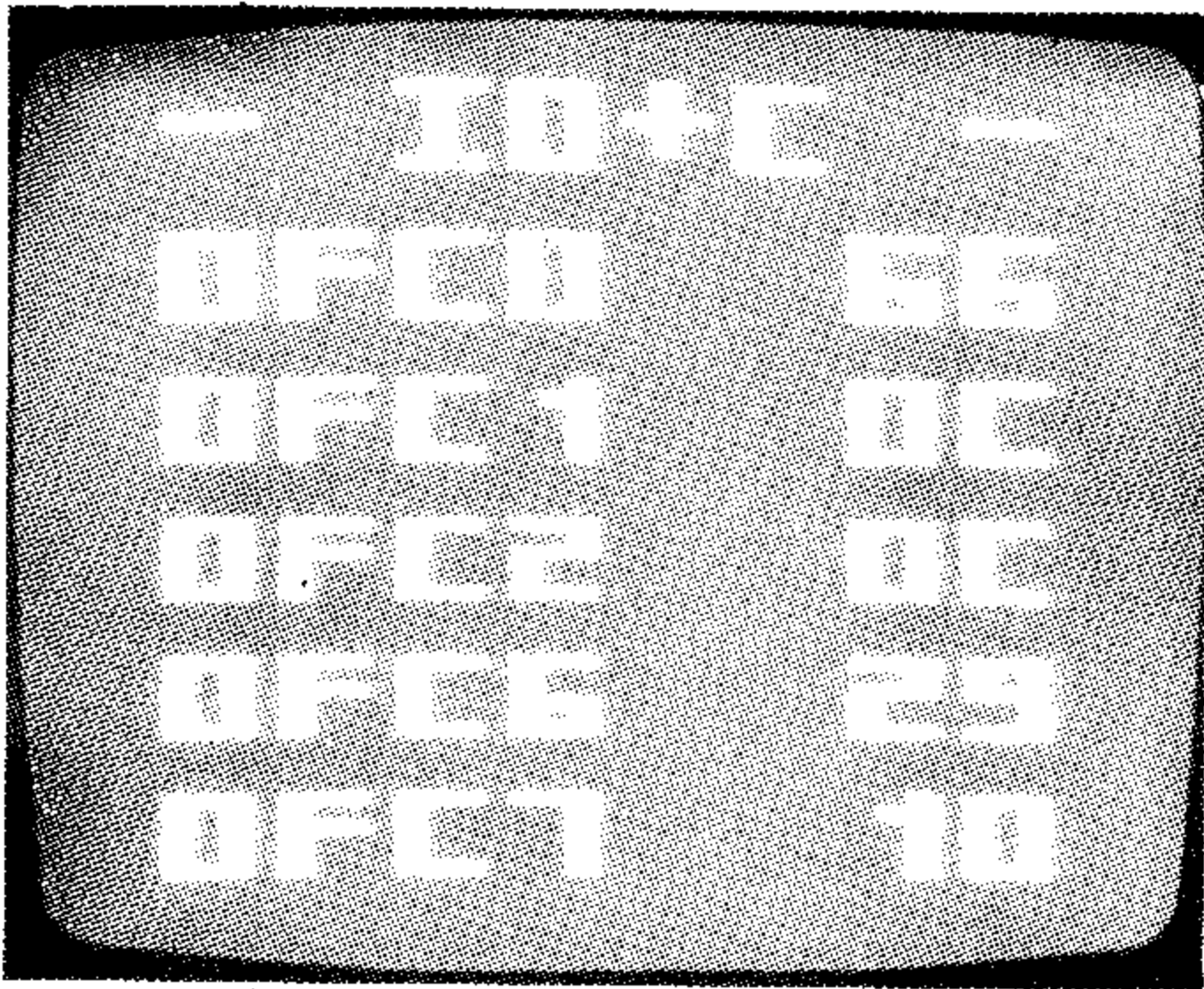
Bandera (flag)

Este bit puede ponerse a «1» y a «0», y comprobarse, a voluntad. Es una indicación concerniente a alguna condición que tiene lugar en el programa, es decir, no tiene efecto sobre el programa directamente (o sea, no se ejecuta como una instrucción de «carga de datos», por ejemplo), pero el resultado de su indicación «0» o «1» puede utilizarse para modificar el programa. Por ejemplo, puede usarse para diferenciar el primer «pase» de un bucle de los demás, o simplemente para saber si el programa «ha pasado» por una cierta instrucción (muy útil cuando se trata de transferencias condicionadas).



Carga y memorización

Descripción		Ejemplo	Comentarios
Carga del registro cero	(LODZ)	02	Desde R2 a R0
Carga inmediata	(LODI)	04xx	'xx' = Dato
Carga relativa	(LODR)	08yy	'yy' = Desplazamiento
Carga absoluta	(LODA)	0Czzzz	'zzzz' = Dirección
Memorización del registro cero	(STRZ)	C1	Hacia R1 Desde R0
Memorización relativa	(STRR)	C8yy	'yy' = Desplazamiento
Memorización absoluta	(STRA)	CCzzzz	'zzzz' = Dirección

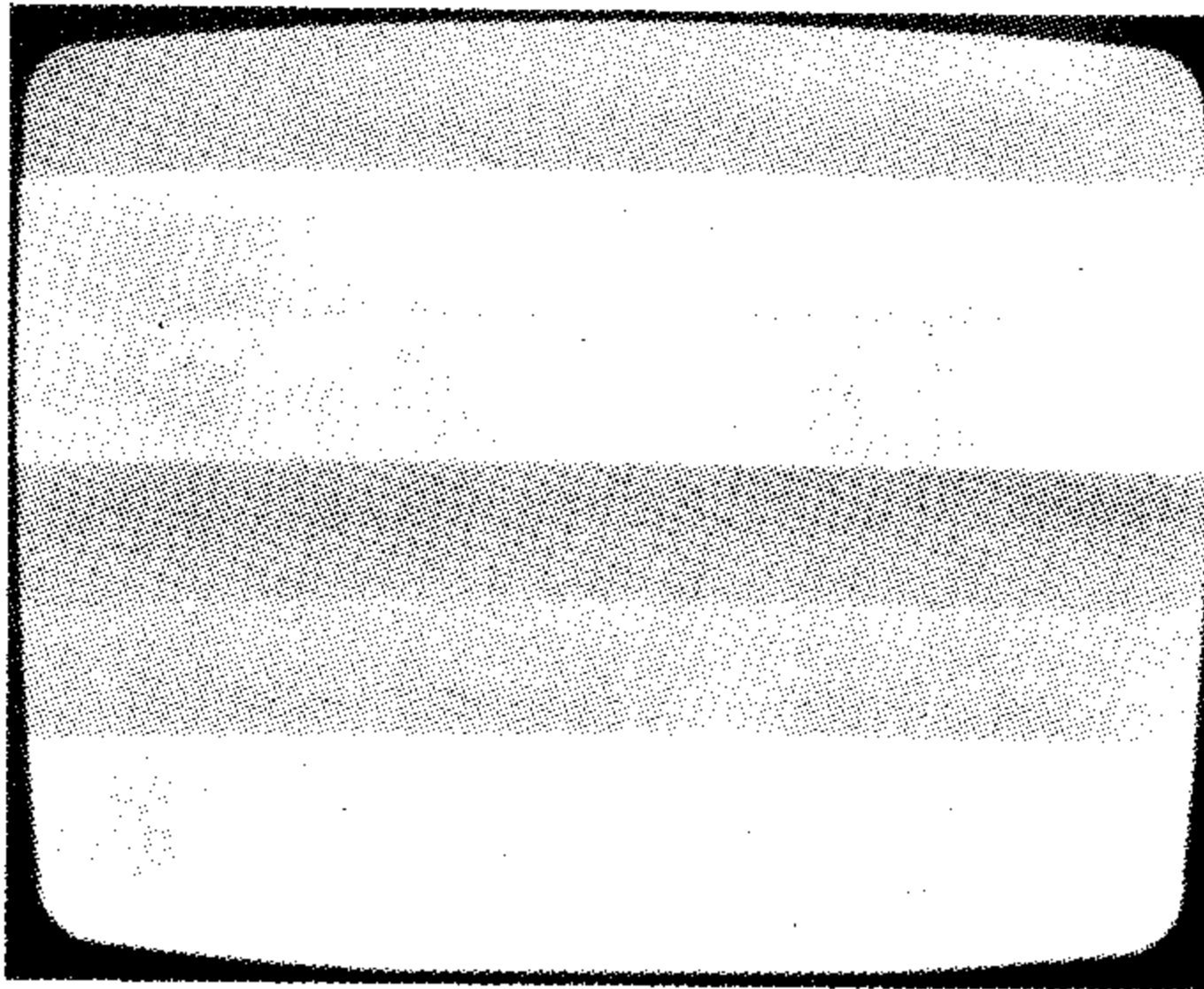


La PVI genera una «interrupción» al final de cada trama y cada vez que un objeto se termina (es decir cuando se completa su trazado). Si se pone a «1» este bit se ignoran las demandas de interrupción, y si está a «0», desencadena la ejecución de un subprograma (no importa donde se encuentre el programa principal) que comienza en la dirección 0903, y, por supuesto, puede realizar cualquier función si anteriormente se ha programado. Un mal uso del mecanismo que hace funcionar este subprograma puede originar un verdadero caos, por tanto, será preferible comenzar cada programa con la instrucción «7620» (es decir, puesta a «1» del bit de inhibición de interrupción). Esto se ha omitido en los ejemplos simples de programación que figuran en este artículo (así como en los correspondientes del disco ESS); más tarde volveremos sobre este tema.

El microprocesador pondrá automáticamente a «1» este bit, siempre que se ejecute un programa de interrupción y sólo se pondrá a cero cuando así lo indique una instrucción concreta del programa.

Estos tres bits son puestos a «1» o a cero por el propio microprocesador y permiten seguir la pista a los subprogramas, indicando el nivel del que en ese momento se está desarrollando. En total existen ocho niveles de subprogramas. Esto significa que el programa principal puede entrar en un subprograma, éste a su vez en otro y así hasta ocho veces, antes de retornar al programa principal (mediante la instrucción «RETURN» o retorno). Es posible modificar los bits del indicador de niveles

Estos dos bits pueden modificarse de acuerdo con los resultados de diferentes instrucciones, como puede verse en las tablas que figuran en este artículo. Por ejemplo, si el dato almacenado en un registro es 00 podríamos hacer que el código de condición también lo fuera. La mayoría de instrucciones de transferencia o de retorno pueden hacerse condicionales, simplemente especificando el código particular: en el caso de la instrucción «transferir si la condición es verdadera» sólo se ejecutará cuando el código de condición se corresponda con el prefijado y si no la instrucción se ignora.



Estos cinco bits se verán junto con las instrucciones aritméticas y de comparación.

Este bit permite una u otra serie de registros (R1, R2, R3 y R1', R2', R3') de los que ya hemos hablado antes. Como veremos seguidamente se pueden efectuar diversas manipulaciones en los bytes del *registro de estado*. Las instrucciones de puesta a «0», «1» y de comprobación se revelarán particularmente útiles, ya que pueden utilizarse para posicionar cualquier bit (o combinación de bits), o hacer un test (probar) de los bits y así conocer su estado lógico (y si conviene obrar en consecuencia).

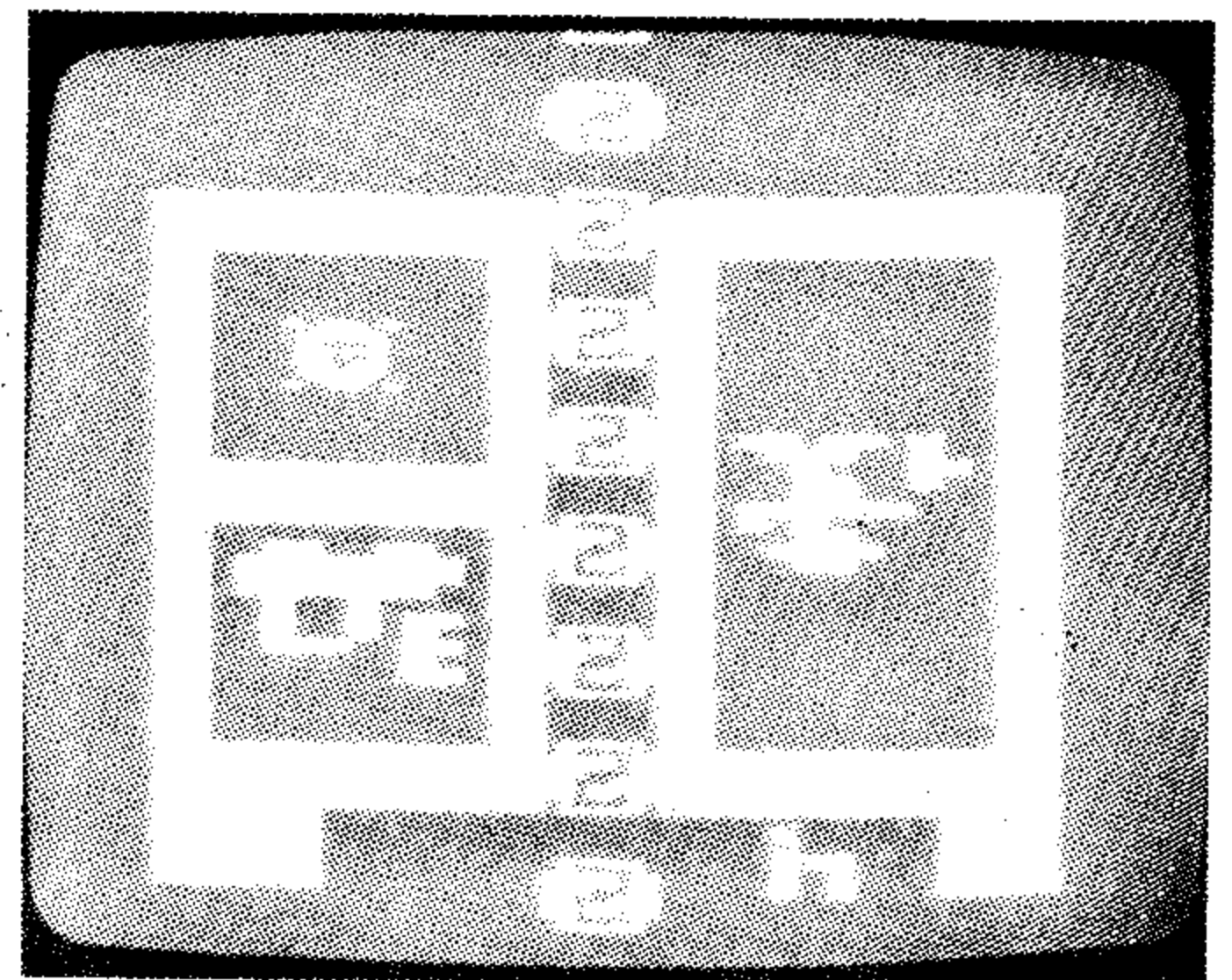
En el ejemplo dado anteriormente, «7620» es la codificación hexadecimal de la instrucción «puesta a 1 del registro de estado superior con máscara 20» (¡no cunda el pánico con lo de «máscara 20! se explicará más adelante»). Como se puede comprobar en la

Hasta ahora hemos visto, brevemente, un cierto número de instrucciones, lo cual nos ha «abonado el terreno» para examinar más en detalle el juego completo de instrucciones.

El principio de este tipo de instrucciones es obvio: los datos se transfieren a un registro (en el caso de carga de datos) o desde un registro (caso de memorizar datos), es decir, cuando un dato entra en un registro se habla de «cargar», y cuando el dato se toma (o saca) del registro se habla de memorizar. Las instrucciones «carga del registro cero» «memorización del registro cero», tienen como efecto la transferencia de un dato entre el registro R_0 y uno cualquiera de los otros tres. «C1», por ejemplo, transfiere el dato de R_0 a R_1 . Nótese que 00 y $C0$ (que corresponderían a «LODZ, R_0 » y «STRZ, R_0 ») no existen.

Esta sentencia transfiere el dato que acompaña a la instrucción, al registro indicado. La instrucción «07CA» (= LODI, R3) tiene por efecto cargar el dato CA en el registro R3 ($04 + 3 = 07$).

Estas instrucciones indican un direccionamiento relativo como explicamos al co-



mienzo del artículo. Para refrescar la memoria diremos que, la dirección donde se va a efectuar la operación (de carga o memorización) viene definida por la suma de la dirección contigua a la que termina la instrucción y el número hexadecimal que especifica la propia instrucción. Como vimos, también puede utilizarse el direccionado relativo indirecto.

Como anteriormente explicamos, estas instrucciones actúan sobre una dirección defi-

Tabla 3

Descripción

Bifurcación:

Si se verifica la condición, en relativo

Si se verifica la condición, en absoluto

Si no se verifica la condición, en relativo

Si no se verifica la condición, en absoluto

Si el contenido del registro es diferente de cero, en relativo

Si el contenido del registro es diferente de cero, en absoluto

Con incremento del registro, en relativo

Con incremento del registro, en absoluto

Con decremento del registro, en relativo

Con decremento del registro, en absoluto

Bifurcación incondicional relativa a la página ce-ro

Bifurcación incondicional absoluta indexada

Bifurcación a un subprograma:

Si se verifica la condición, en relativo

Si se verifica la condición, en absoluto

Si no se verifica la condición, en relativo

Si no se verifica la condición, en absoluto

Si el contenido del registro es diferente de cero, en relativo

Si el contenido del registro es diferente de cero, en absoluto

Bifurcación incondicional relativa a la página ce-ro

Bifurcación incondicional absoluta indexada

Retorno de un subprograma:

Condicional

Condicional con validación de interrupción

Bifurcación (a un subprograma)

Ejemplo

Comentarios

(BCTR) 18yy

1Byy = Incondicional

(BCTA) 1Czzzz

1Fzzzz = Incondicional

(BCFR) 98yy

98yy: Véase debajo

(BCFA) 9Czzzz

9Fzzzz: Véase debajo

(BRNR) 58yy

(BRNA) 5Czzzz

(BIRR) D8yy

(BIRA) DCzzzz

(BDRR) F8yy

(BDRA) FCzzzz

(ZBRR) 9Byy

(BXA) 9Fzzzz

R3 ¡Solo!

(BSTR) 38yy

3Byy = Incondicional

(BSTA) 3Czzzz

3Fzzzz = Incondicional

(BSFR) B8yy

BByy: Véase debajo

(BSFA) BCzzzz

BFzzzz: Véase debajo

(BSNR) 78yy

(BSNA) 7Czzzz

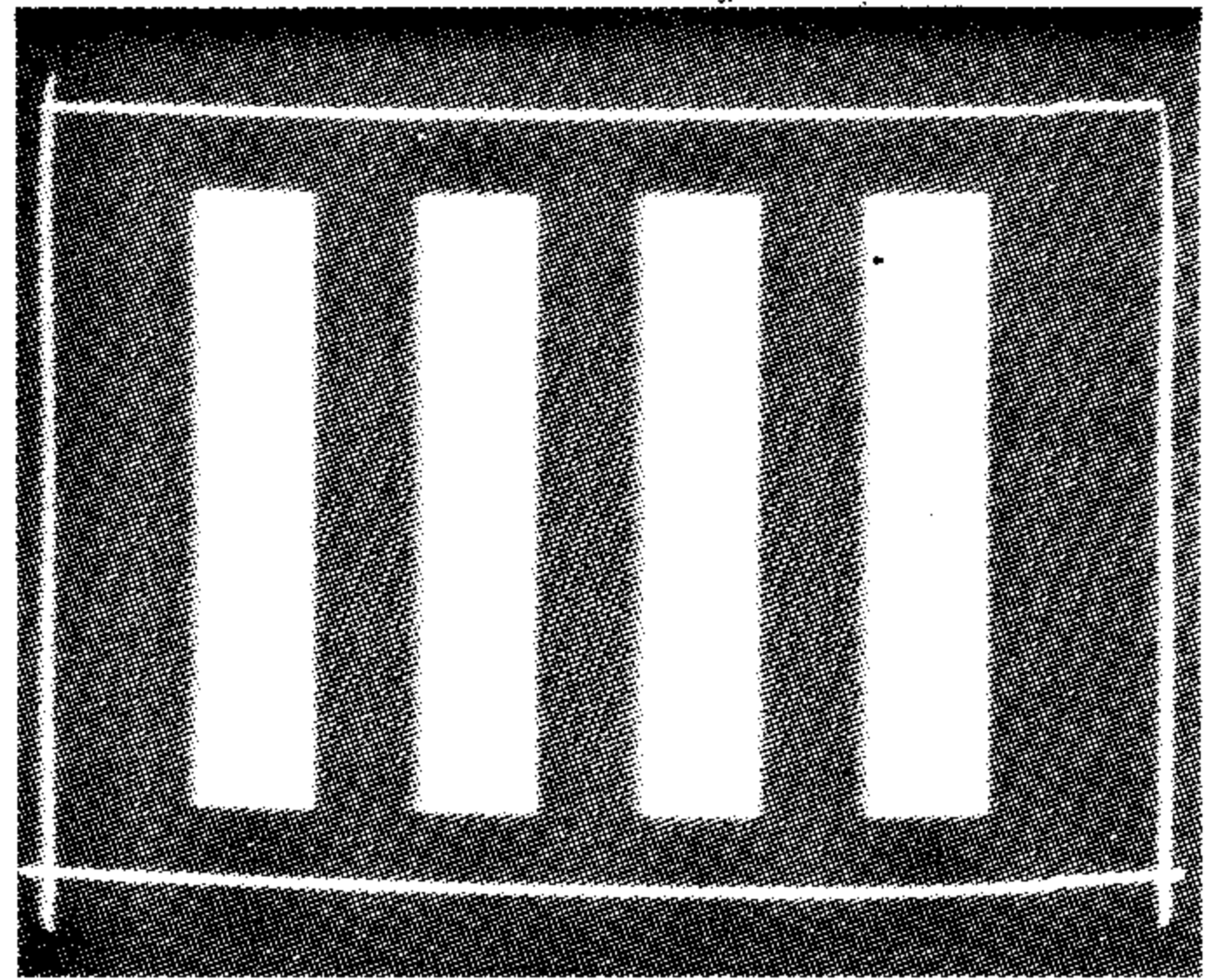
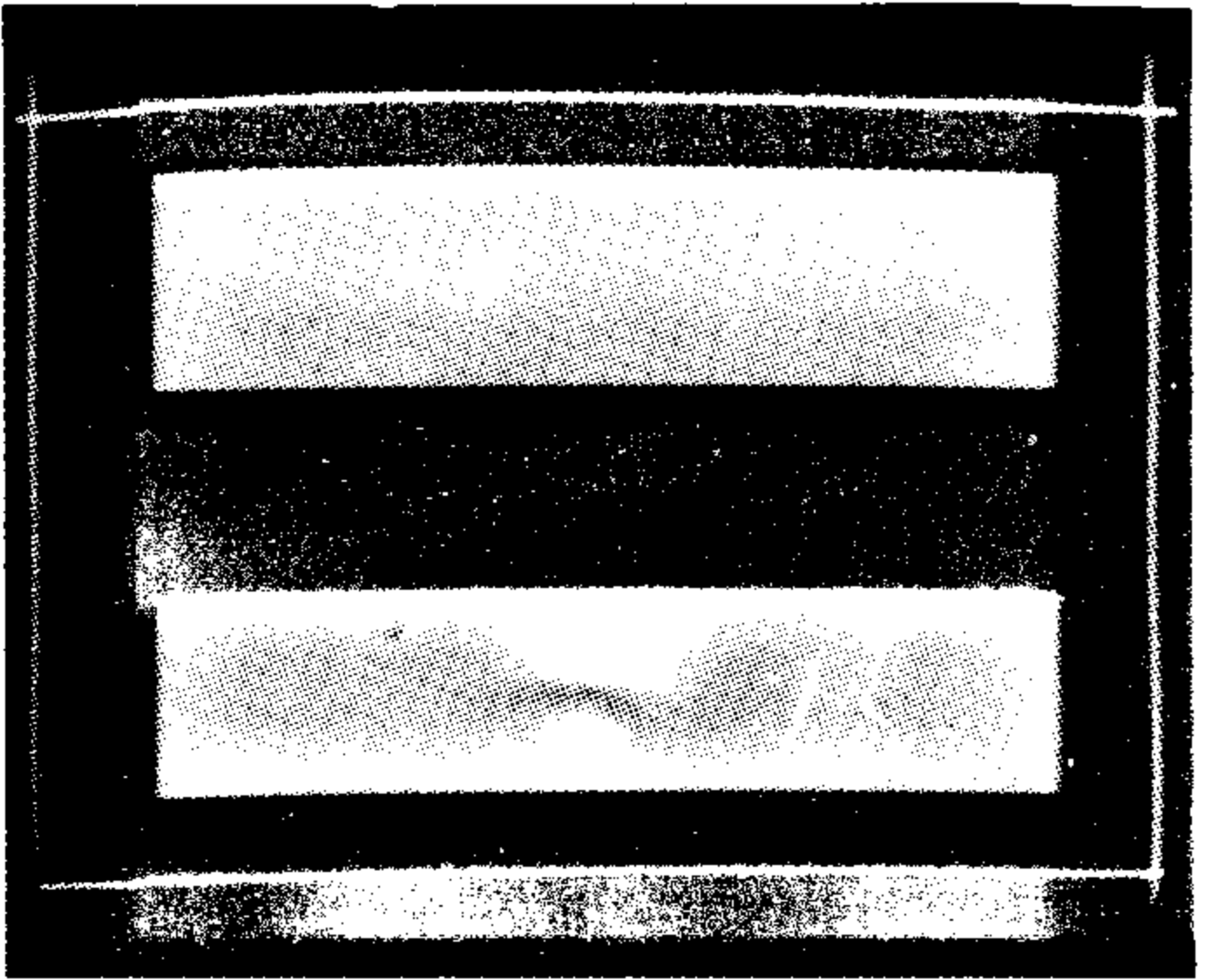
(ZBSR) BByy

(BSXA) BFzzzz

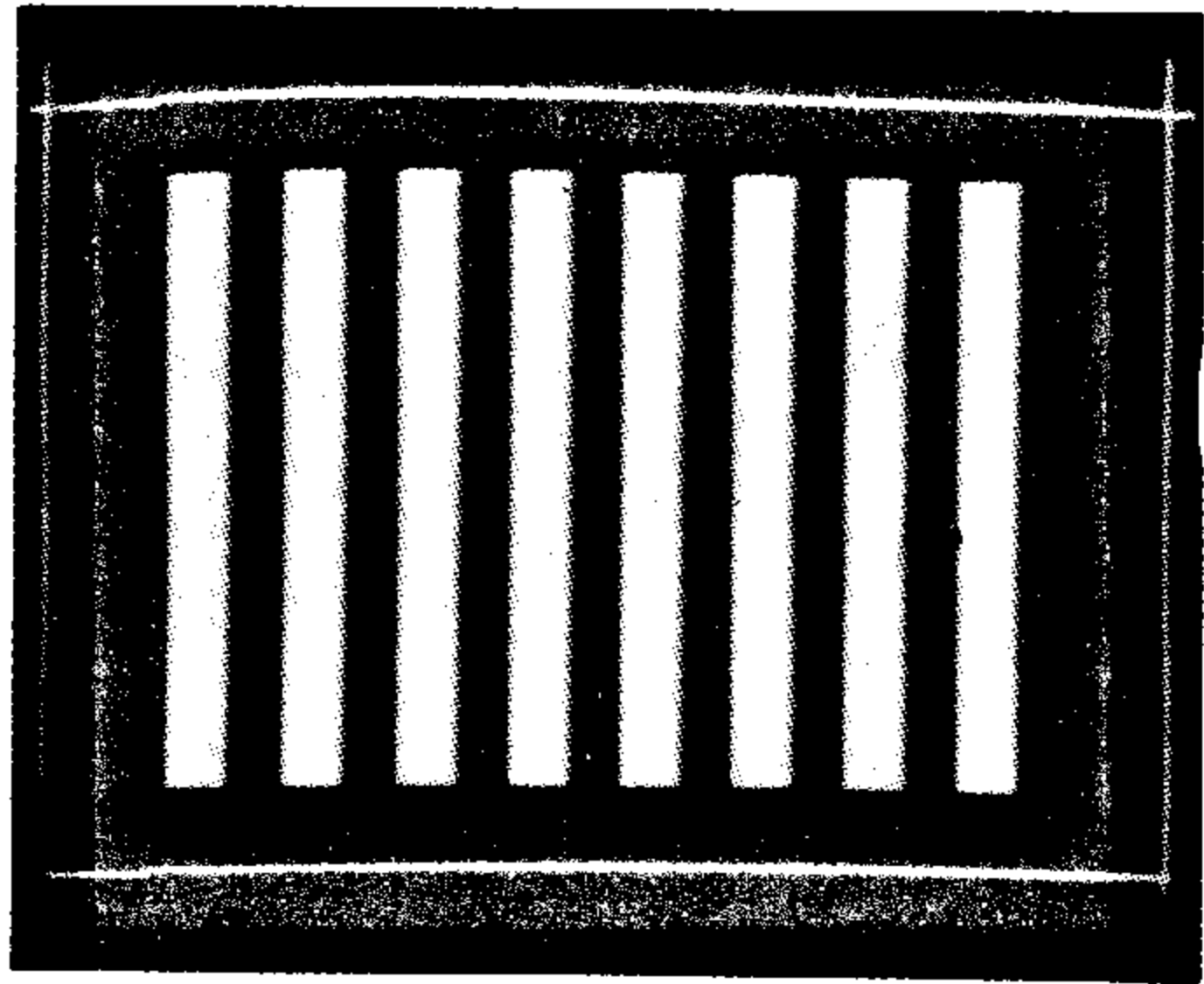
R3 ¡Solo!

(RETC) 14

(RETE) 34



nida en la propia sentencia y sólo se utilizan cuando hay necesidad de un direccionado absoluto o absoluto indexado. En todos estos casos (de carga y memorización), los bits del código de condición toman un cierto valor que está en función del signo del dato a transferir: 01 si el dato es un número positivo, 00 si es cero, y 10 si es negativo (es decir, si se trata de un número comprendido entre 80 y FF que equivalen a los números negativos decimales -128 y -1. Como puede verse, en la tabla 2 quedan resumidas todas las instrucciones de «carga» y «memorización».



Instrucciones de bifurcación a subprogramas

Normalmente, un programa se ejecuta paso a paso: es decir, las instrucciones tienen lugar en el orden que han sido programadas y almacenadas en la memoria. Si por cualquier causa es necesario «saltar» hasta otra sección del programa, se utilizarán para ello las llamadas *instrucciones de bifurcación*. Existen dos tipos fundamentales: bifurcación en el programa principal y bifurcación a un subprograma. En el primer caso, el mismo programa principal salta o se trans-

Tabla 4 Palabra de estado, test, comparación, etc.

Descripción

Ejemplo

Comentario

Carga del contenido de R0 en el registro superior de la palabra de estado

(LPSU) 92

Desde R0

Carga del contenido de R0 en el registro inferior de la palabra de estado

(LPSL) 93

Desde R0

Carga del registro superior de la palabra de estado en R0

(SPSU) 12

Hacia R0

Carga del registro inferior de la palabra de estado en R0

(SPSL) 13

Hacia R0

Puesta a cero con máscara de los bits del registro superior del R de E

(CPSU) 74 mm

mm = Máscara

Puesta a cero con máscara de los bits del registro inferior del R de E

(CPSL) 75 mm

mm = Máscara

Puesta a uno con máscara de los bits del registro superior del R de E

(PPSU) 76 mm

mm = Máscara

Puesta a uno con máscara de los bits del registro inferior del R de E

(PPSL) 77 mm

mm = Máscara

Test con máscara, inmediato

(TPSU) B4mm

mm = Máscara

Comparación con el registro cero

(TPSL) B5mm

mm = Máscara

Comparación inmediata

(TMI) F4mm ... F7mm

R0 ... R3

Comparación relativa

(COMZ) E0 ... E3

xx = Valor

Comparación absoluta

(COMI) E4xx ... E7xx

xx = Valor

No operación

(COMR) E8yy ... EByy

(COMA) ECzzzz ... EFzzzz

(NOP) C0

(HALT) 40

fiere a otro lugar (o dirección) de la memoria. Mientras que la bifurcación a un subprograma, puede considerarse como una interrupción en el programa principal: el programa principal se «para» cuando encuentra una instrucción de «bifurcación a un subprograma»; el subprograma (que puede estar situado en cualquier parte de la memoria) se ejecuta, entonces, como si se tratase de un programa principal, pero una vez concluido el subprograma, se retorna al lugar donde se interrumpió el principal, desarrollándose el resto del programa principal normalmente. Para aclararlo, un poco más, diremos que los subprogramas y el programa principal son (y se realizan) independientes, la única diferencia es que cuando el programa principal encuentra una instrucción de bifurcación se transfiere el control de un programa a otro. Existen al-

gunas variantes para cada uno de estos tipos de bifurcación.

Bifurcación a un subprograma si se verifica una condición

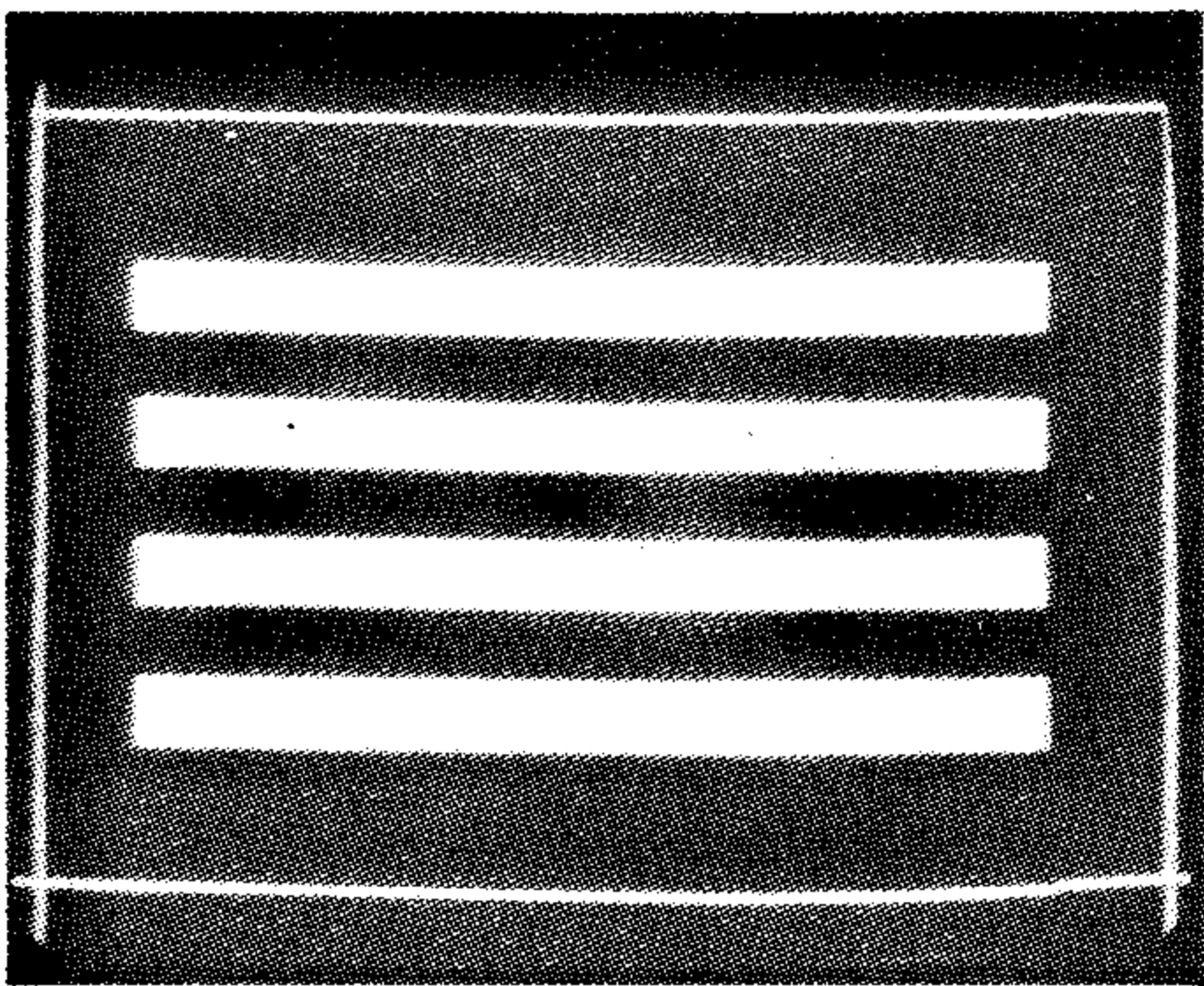
Puede realizarse en modo absoluto o relativo. Para cada una de estas cuatro instrucciones fundamentales, es necesario especificar un «código de condición» particular (en el byte de estado inferior), es decir, un posicionamiento definido de los bits. La bifurcación se efectuará sólo si el código actual se corresponde con el «código de condición» especificado. Por ejemplo, la instrucción fundamental «bifurcación en modo absoluto si se verifica la condición» (BCTA) que se codifica en he-

Tabla D

Con los programas dados anteriormente (tablas A...C), podemos visualizar un objeto. ¿Qué le parece si ahora lo derribamos (de un disparo, por ejemplo)? Primeramente, es necesario modificar la instrucción que se encuentra en la dirección 0962, introducir «9C099B». El programa existente se modifica a partir de la dirección 0990 de la forma siguiente:

098E	F800	BDRR, R0)	
0990	C0 C0	2 x NOP	Se dejan espacios libres para las instrucciones que se intercalan a continuación.
0992	C0 C0	2 x NOP	
0994	C0 C0	2 x NOP	
0996	C0 C0	2 x NOP	
0998	C0 C0	2 x NOP	
099A	17	RETC, UN	
099B	F480	TMI, R0	¿Se ha pulsado la tecla F?
099D	9830	BCFR	
099F	7702	PPSL, COM	¿Está comprendida la coordenada horizontal entre 57 y 5A?
09A1	E756	COMI, R3	
09A3	992A	BCFR	¿Está comprendida la coordenada vertical entre 82 y 85?
09A5	E75B	COMI, R3	
09A7	9A26	BCFR	
09A9	E681	COMI, R2	
09AB	9922	BCFR	
09AD	E686	COMI, R2	
09AF	9A1E	BCFR	
09B1	050A	LODI, R1	
09B3	0D49AB	LODA, I-R1	Memorizar un valor aleatorio para la forma del objeto.
09B6	CD7F00	STRA, I/R1	
09B9	5978	BRNR, R1	
09BB	0564	LODI, R1	
09BD	0C1FCB	LODA, R0	Retardo.
09C0	F440	TMI, R0	
09C2	9879	BCFR	
09C4	F977	BDRR, R1	
09C6	C0 C0	2 x NOP	Se dejan espacios libres para las instrucciones que se intercalarán a continuación.
09C8	C0 C0	2 x NOP	
09CA	C0 C0	2 x NOP	
09CC	1F0900	BCTA, UN	
09CF	0C1E88	LODA, R0	Repetir desde 0900
09D2	F420	TMI, R0	
09D4	9C0945	BCFA	¿Se ha pulsado la tecla «PC»? Si no es así, salvaguardar la palabra de estado y retornar al control del monitor.
09D7	3F05CD	BSTA, UN	
09DA	1F0014	BCTA, UN	

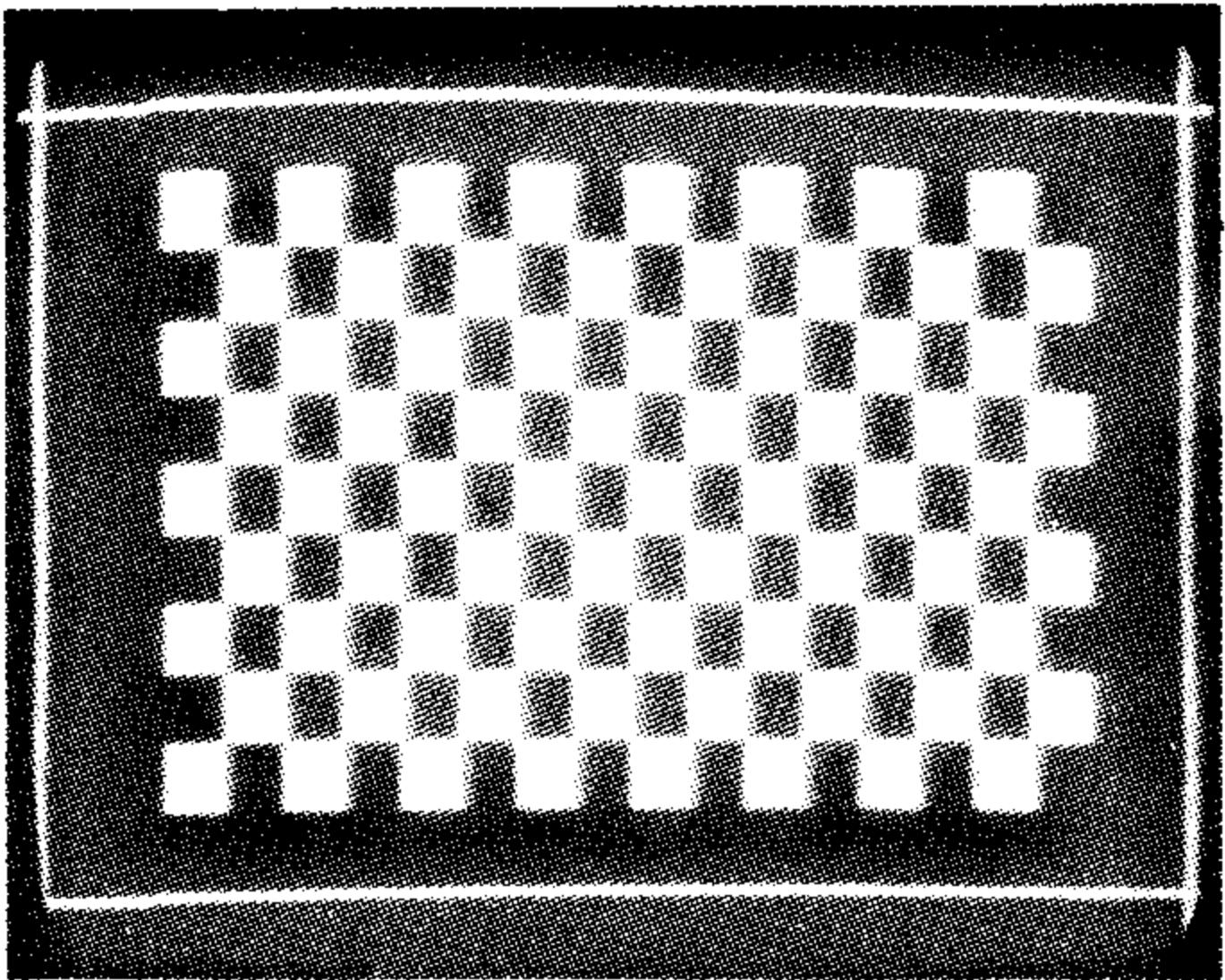
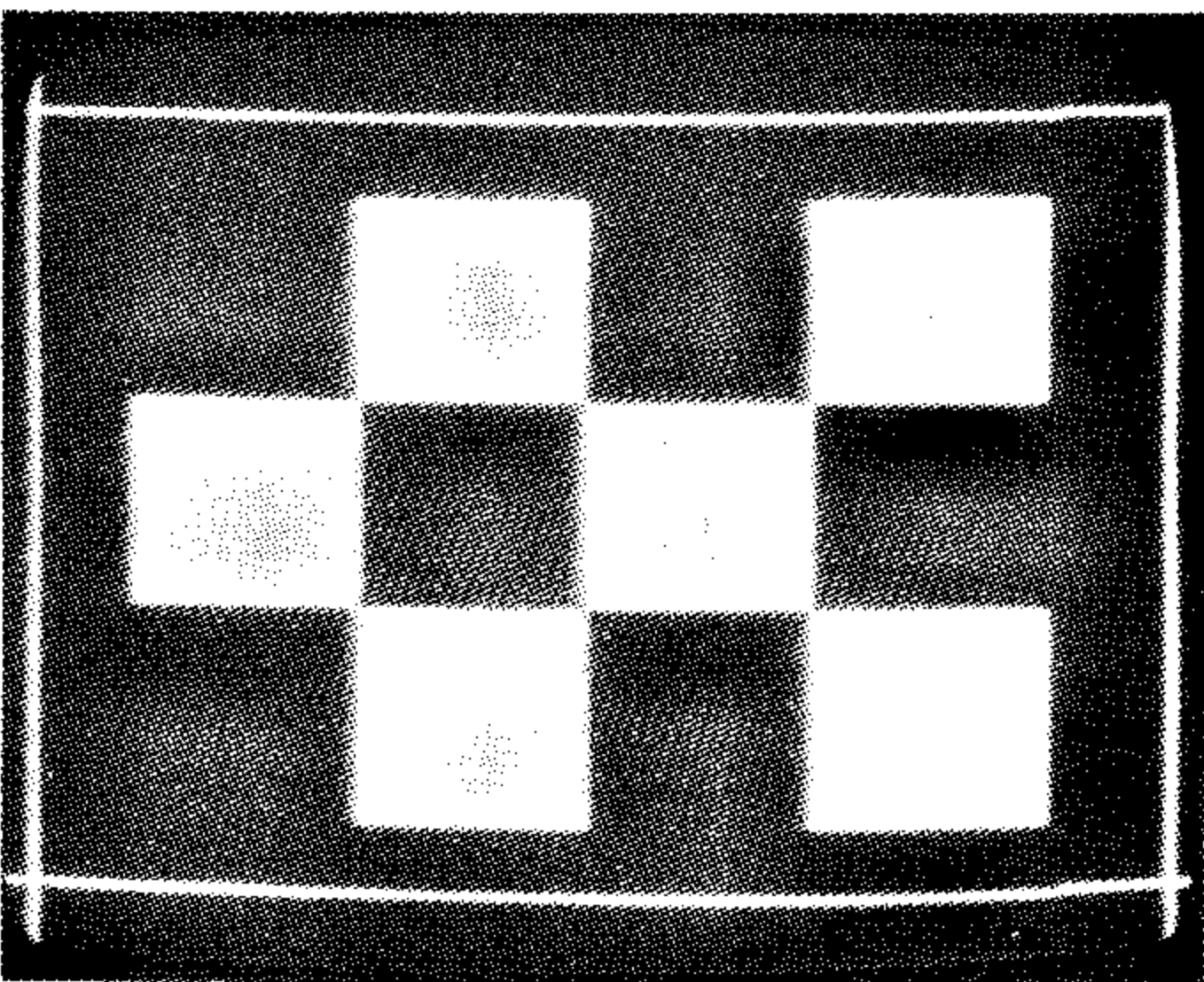
Una vez se haya centrado con exactitud el objeto, se le puede derribar pulsando la tecla «F».



xadecimal como «1Czzzz», donde zzzz representa la dirección absoluta a la que deseamos realizar el «salto». Tal como se ha concebido esta instrucción de bifurcación, sólo se ejecutará si el código de condición es 00. De la misma forma las instrucciones «1Dzzzz» y «1Ezzzz» corresponden a los códigos de condición 01 y 10. Finalmente, «1Fzzzz» podría pensarse que corresponde al código 11, sin embargo, ¡no existe este código! De hecho, esta instrucción se usa para bifurcaciones incondicionales, es decir, (siempre) se realiza la transferencia de control (o salto) sin importar el código de condición.

Bifurcación a un subprograma si no se verifica la condición

(También en modo absoluto o relativo). Estas cuatro instrucciones son similares a las anteriores; la bifurcación se realiza cuando el código de condición actual NO coincide con el prefijado. Por ejemplo, la instrucción «BSFA» codificada como «BCzzzz» efectúa la bifurcación al subprograma si el código de condición es 01 o 10 indistintamente, pero no, si el código es 00. Téngase en cuenta que no existe la variante «incondicional» para estas instrucciones. Las codificaciones «9Byy», «9Fzzzz», «BByy» y «BFzzzz» se utilizan para denominar otras instrucciones.

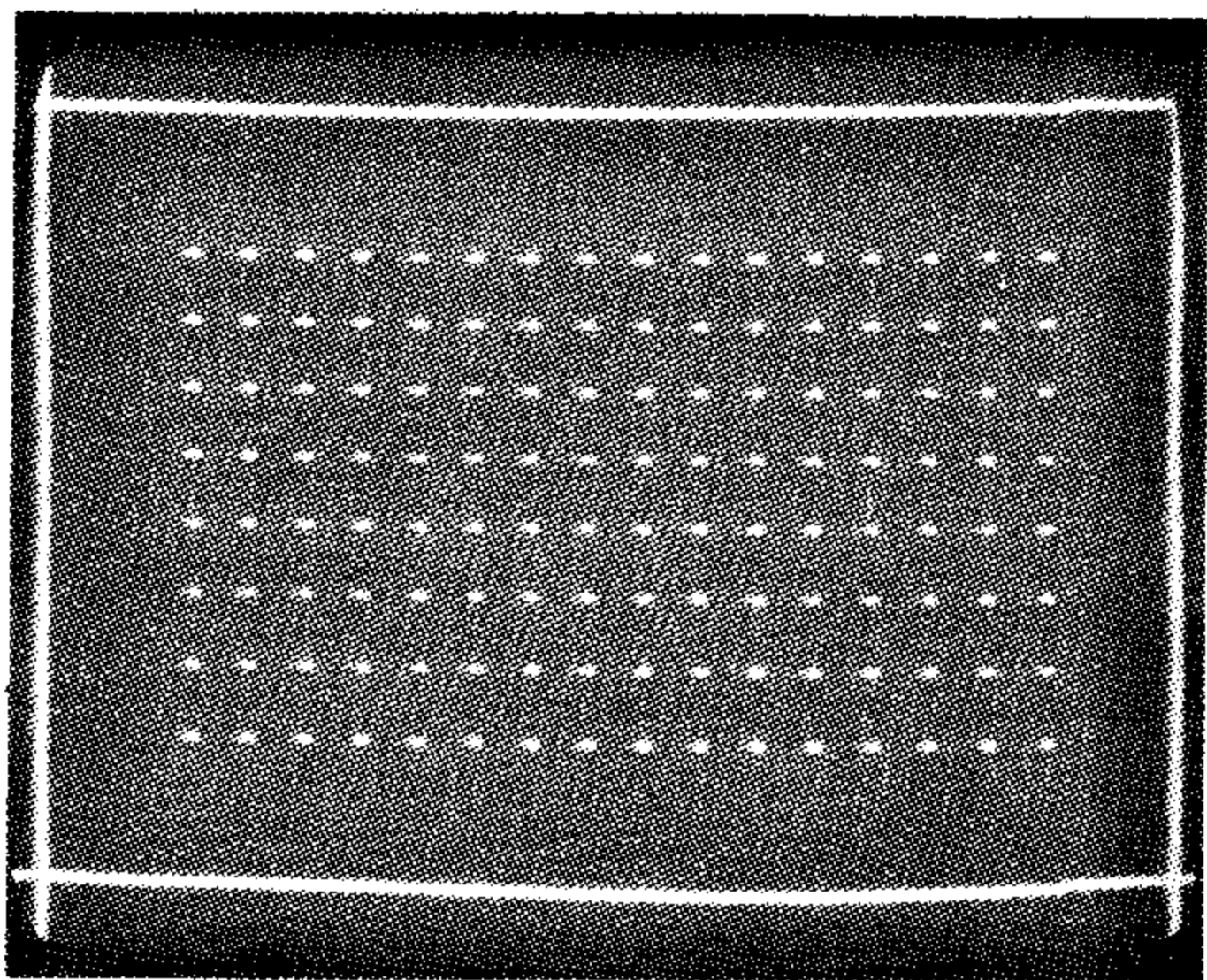


Bifurcación a un subprograma si el contenido de un registro es diferente de cero (relativa o absoluta)

En esta instrucción se utiliza un registro (que forma parte de la misma) determinado: R0, R1, R2 o R3. La bifurcación se realiza si el contenido del registro es distinto de cero, de lo contrario es ignorada. «BRNA, R0» (codificada como «5C zzzz»), por ejemplo, efectuará el «salto» a la dirección zzzz si el contenido del registro R0 es distinto de cero.

Bifurcación con incremento (o decremento) de un registro (existen las variantes absoluta y relativa)

Estas instrucciones son una extensión de las precedentes. Nuevamente se utiliza un re-



gistro que forma parte de la instrucción. Al igual que para las instrucciones indexadas con incremento o decremento, se suma o se resta 01 (incremento o decremento, respectivamente) al registro citado y la bifurcación se realizará sólo si el nuevo contenido del registro es distinto de cero. No existe la variante «bifurcación a un subprograma» de estas instrucciones.

Bifurcación incondicional absoluta o relativa a la página cero (a un subprograma)

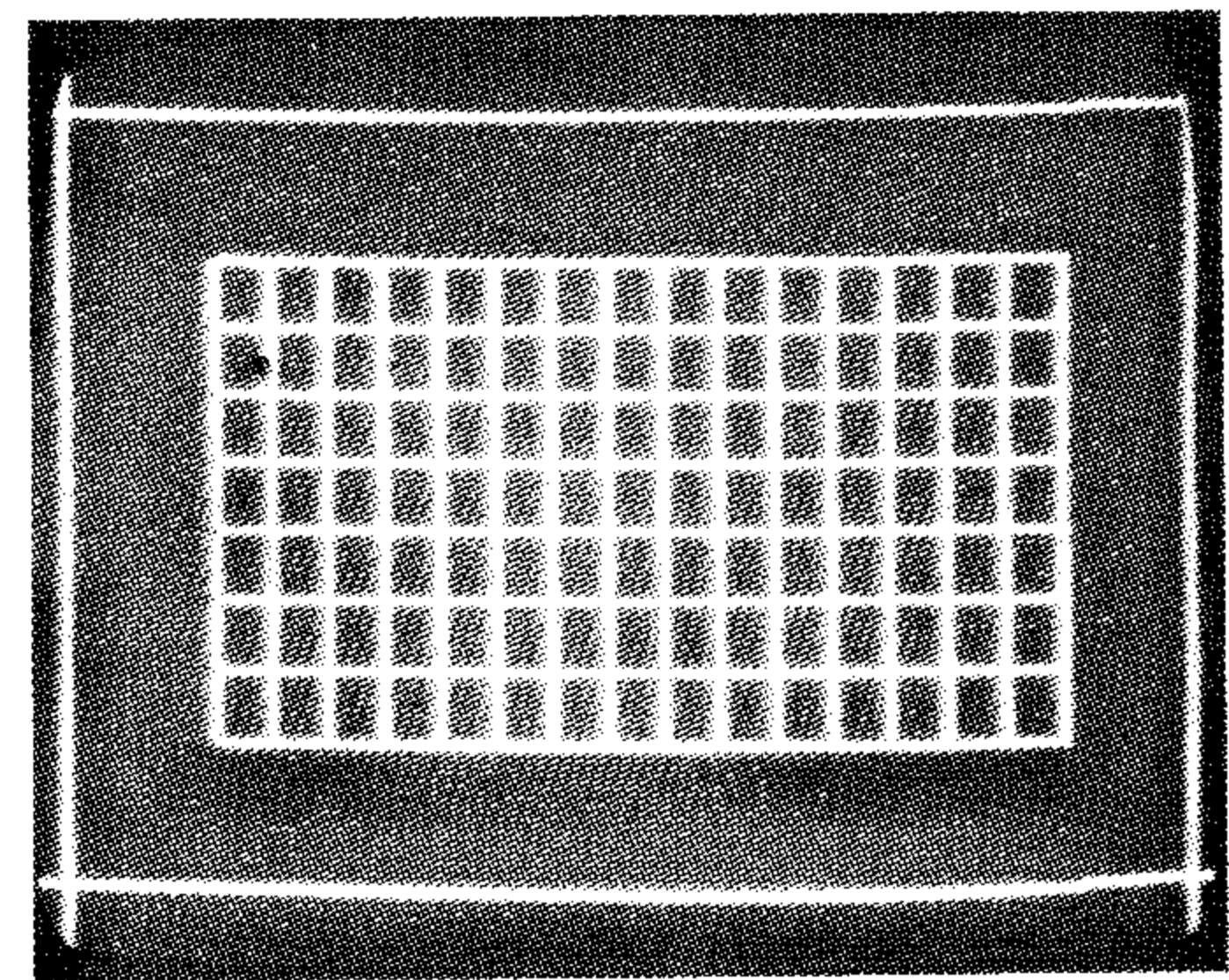
Estas dos instrucciones tiene poco uso, relativamente, en un ordenador para juegos de televisión, ya que sólo efectúan una bifurcación a la dirección 0000, que corresponde al comienzo del programa monitor.

Bifurcación (a un subprograma) incondicional indexado en modo absoluto (o relativo)

Estas dos instrucciones son las únicas de bifurcación indexada que existen. Como siempre, se suma el valor del registro índice al de la dirección especificada en la instrucción, el resultado es la dirección final de bifurcación.

Retorno condicional de un subprograma

Como en casos anteriores, un código de condición forma parte de la instrucción. Si el código de condición presente en el byte de estado (o código actual) coincide con el de la instrucción, se termina el subprograma. El código de condición 11 determina el fin incondicional del subprograma, de manera que la instrucción «RETC, UN» se codifica como 17. Existe una variante de esta instrucción (RETE), que no sólo pone fin al



subprograma, sino, además, pone a cero el bit de inhibición de interrupción. Un consejo: vale más no tocar el tema de las interrupciones hasta que se haya adquirido algo más de experiencia. En la tabla 3 queda resumido el juego completo de instrucciones de bifurcación.

Palabra de estado

La funciones de los diferentes bits de la palabra de estado se han explicado recientemente, por tanto, sólo nos resta conocer las instrucciones disponibles para su manipulación (que figuran en la tabla 4). Las instrucciones de «carga» y «memorización» de datos se refieren a la transferencia de datos entre uno de los bytes de la palabra de estado y el registro R0. Por ejemplo, «LSPU, 92» (carga del registro de estado superior) carga el contenido del registro cero (R0) en el registro de estado superior. En la práctica, esta instrucción se utiliza poco, son preferibles las instrucciones con máscara (puesta a cero o a uno con máscara). Por ejemplo, la instrucción «puesta a cero del byte superior de estado con máscara 40 (7440) pondrá a cero el bit de «bandera» sin tocar para nada los demás. De igual forma, «PPSL, RS» codificada como 7710, selecciona el segundo grupo de registros. Finalmente, puede comprobarse el estado de un bit (o combinación de bits): la instrucción «comprobación del registro superior de estado con máscara 40» (código B440), pone en 00 el código de condición si la «bandera» está a 1, de lo contrario el código de condición será 01.

Tabla 5

060A 0F1FCB F440 9879 FA77	LODI, R2 LODA, R3 TMI, R3 BCFR, # BDRR, R2	Espera del VRLE	Retardo total: aproximadamente 0,2 segundos
--	--	-----------------	---

Tabla 6

0900 0902 0904 0906 0909 090B 090D 0910 0912 0914 0917 0919 091C 091E 0920 0922 0924	7620 05AD 0400 CD5F00 597B 0469 CC1FC6 052D 04FF CD5F80 060A 0F1FCB F440 9879 FA77 5970 40	PPSU, 11 LODI, R1 LODI, R0 STRA, I-R1 BRNR, R1 LODI, R0 STRA, R0 LODI, R1 LODI, R0 STRA, I-R1 LODI, R2 LODA, R3 TMI, R3 BCFR, # BDRR, R2 BRNR, R1 HALT	Borrar los objetos y el fondo Color Retardo Cargar el fondo de pantalla
--	--	--	--

Test de comparación con máscara

Con todas las posibilidades de bifurcación condicional de que disponemos ahora, parece lógico que existan instrucciones que permitan configurar un cierto código de condición. Básicamente, todos los tipos de transferencias o manipulación de datos hacen esto mismo, pero sólo los test (o comprobaciones) con máscara modifican los datos precisos sin alterar los demás. Por ejemplo, las instrucciones «test con máscara en modo inmediato» (TMI) y «comparación» (COM) pueden colocar el código de condición que deseamos, dejando intactos los demás. La instrucción más fácil de emplear es la TMI: en la primera parte de la instrucción se especifica un registro («F4» para el registro cero, «F5» para el uno y así sucesivamente); en la segunda se indica la «máscara». Esta simplemente indica los bits que deben comprobarse (o cambiarse). Por ejemplo, máscara 81 (81 en sistema binario es el 10000001), indica que sólo deberán comprobarse, el primer y último bit del dato contenido en el registro indicado. Si al aplicar la máscara «81» al dato del registro citado, éste tiene el primer y último bit a uno, el código de condición (CC) del registro de estado tomará el valor 00, y si alguno de estos bits no coincide con los de la máscara, el CC será 10 (por supuesto la máscara no altera los datos contenidos en el registro, sólo modifica el CC), es decir, la primera parte de la instrucción indica el registro al que se aplica la máscara, la cual no es más que un número binario compuesto por ceros y unos. Para aclararlo mejor, veamos un ejemplo: si en el registro R1 tenemos el dato 05 (en binario 00000101), la instrucción F501 (01 = 00000001 es la máscara) o lo que es igual «TEST en modo inmediato sobre el registro R1 (por ser F5) con máscara 01», pondrá el código de condición a 10.

Las instrucciones de comparación, básicamente son muy similares a la anterior; aunque más precisas y versátiles (y también más complicadas). En este caso, en lugar de dar una máscara se especifica el valor de un dato. El código de condición se puede configurar de tres formas diferentes: 01 para «mayor que», 00 para «igual a», y 10 para «menor que». Al utilizar esta instrucción hay que definir dos puntos principalmente: que es lo que se entiende por «mayor que» (el dato contenido en el registro es «mayor que» el valor del dato especificado en la instrucción, y viceversa; véase las notas en la tabla de instrucciones), y cuál es el tipo de comparación realizada (aritmética o lógica). Si el bit «COM» del registro inferior de estado (PSL) está a 0, la comparación será de tipo «aritmético»: los valores comprendidos entre 80 y FF serán tratados como números negativos (por complemento a doses) mientras que si el bit «COM» del PSL está a «1», (por medio de la instrucción 7702 = PPLS, COM) se hará una comparación «lógica», de modo que los datos son tratados como números binarios positivos de 8 bits.

No operación (NOP)

En contra de lo que pudiera parecer a primera vista, esta instrucción resulta de gran

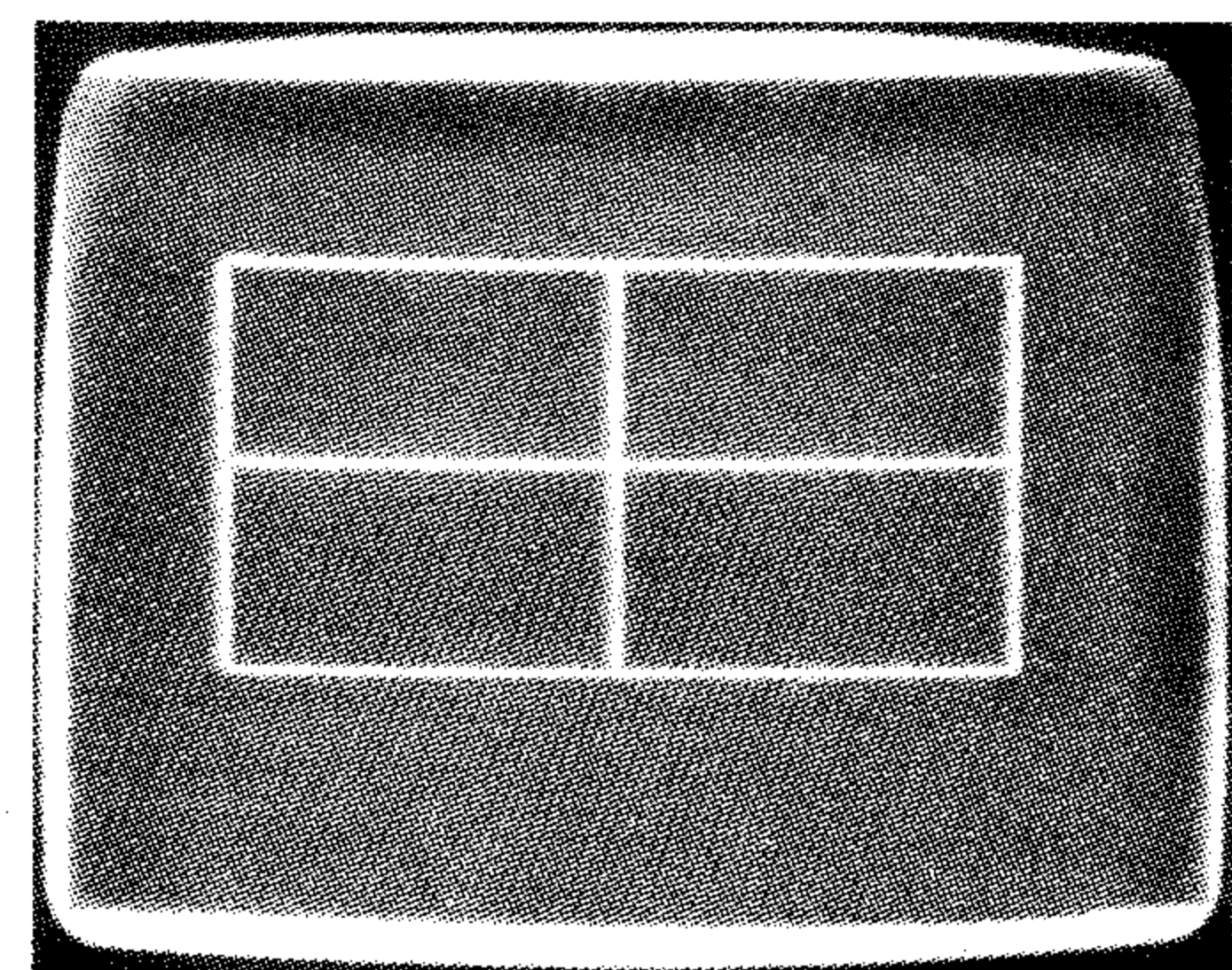


Tabla E

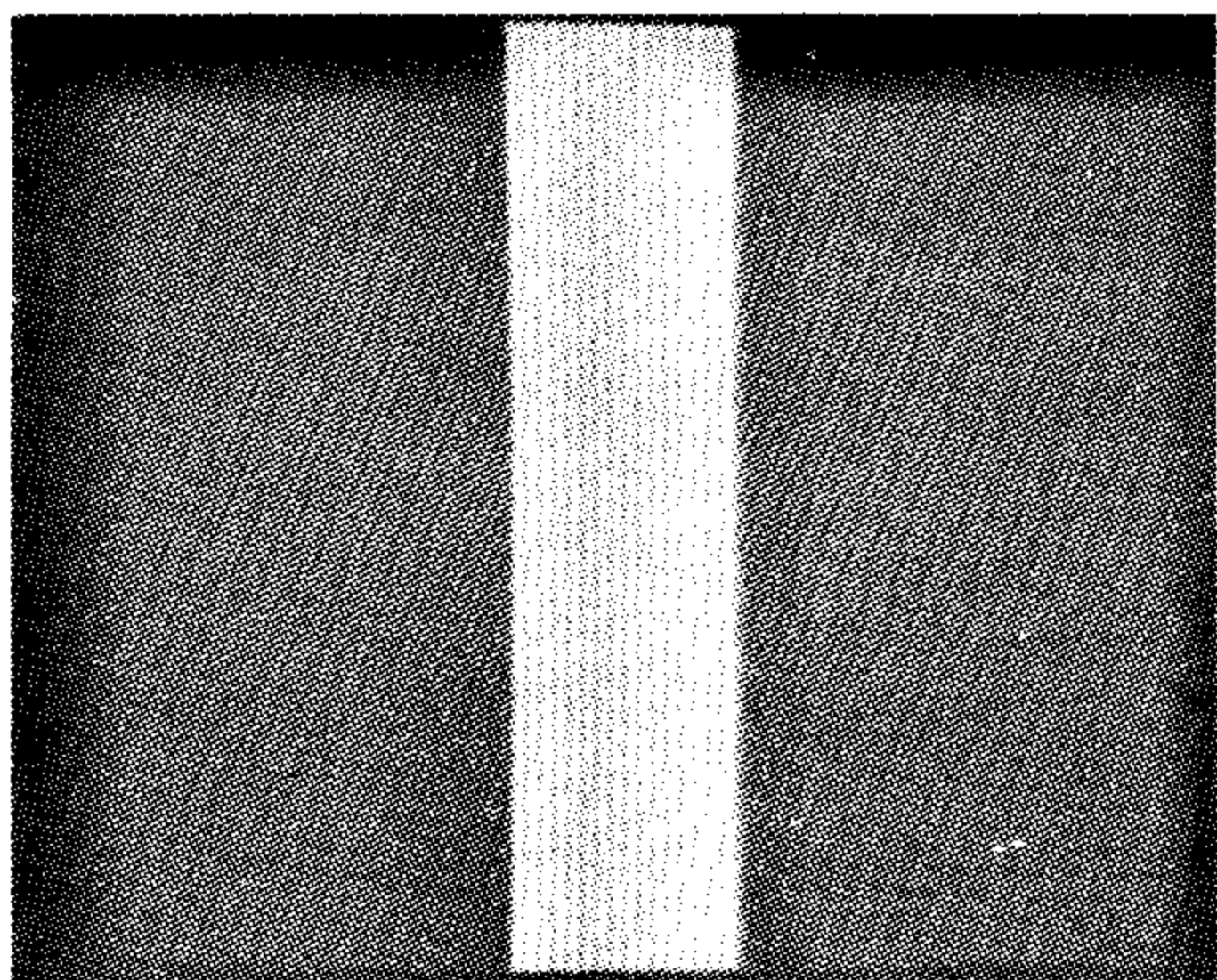
Y para terminar, ¿qué le parece si añadimos una limitación de tiempo? Una forma de hacerlo puede ser:

- Primeramente, hay que rellenar los espacios libres que se dejaron anteriormente (tabla D), a partir de la dirección 0990.

098E	F800	BDRR, R0	} Poner a 1 el «reloj» (R3 de la serie superior de registros) en cuanto el objeto se mueva por vez primera.
0990	7710	PPSL, RS	
0992	E700	COMI, R3	
0994	9802	BCFR	
0996	0709	LODI, R3	
0998	7510	CPSL, RS	} Poner a cero el registro R3' cada vez que el objeto sea «tocado» (derribado).
09C4	F977	BDRR, R1)	
09C6	7710	PPSL, RS	
09C8	0700	LODI, R3	
09CA	7510	CPSL, RS	

- Igualmente se hará con los espacios libres situados a continuación de la dirección 09C6.
- Modificar el dato situado en la dirección 0981: en lugar de 1F0945, debe introducirse la instrucción «1F09DD».
- En la dirección 09D4, la instrucción se cambia por 9C0976 (en lugar de 9C0945).
- A partir de la dirección 09DD (incluidas) en la tabla D, se añadirán las siguientes instrucciones:

09DA	1F0014	BCTA, UN)	} Si el reloj se para (R3' = 00), poner a cero R2' para efectuar una segunda cuenta.
09DD	7710	PPSL, RS	
09DF	E700	COMI, R3	
09E1	9804	BCFR	
09E3	0619	LODI, R2	
09E5	1B0B	BCTR, UN	} Actualización del marcador y decremento de R2'.
09E7	CF1FC9	STRA, R3	
09EA	FA06	BDRR, R2	} Puesta a cero de R2' y decrementar R3'.
09EC	0619	LODI, R2	
09EE	FB02	BDRR, R3	} Bifurcación si R3' = 00.
09F0	1B05	BCTR, UN	
09F2	7510	CPSL, RS	} Repetir la rutina de escrutación de las teclas.
09F4	1F0945	BSTA, UN	
09F7	CF1FC9	STRA, R3	} Poner a cero el marcador y hacer la pantalla blanca (¡ha perdido!). Comenzar nuevamente pasando por la rutina de retardo.
09FA	04FF	LODI, R0	
09FC	CC1FC6	STRA, R0	
09FF	7510	CPSL, RS	
0A01	1F09BB	BSTA, UN	



utilidad. Cuando el microprocesor encuentra la instrucción «NOP» (código C0), no hace nada aparentemente, sólo pasa a la siguiente instrucción. Hay dos casos en los que esta instrucción puede ser de gran utilidad: para borrar instrucciones innecesarias (de esta forma nos evitamos tener que introducir de nuevo el programa completo), y para dejar «espacios en blanco» (por si hubiera que añadir nuevas instrucciones).

Interrupción (HALT)

Esta instrucción tiene como efecto la detención radical del microprocesador. La única forma de volverlo a poner en «marcha» es pulsando la tecla de «reposición» (RESET) o generando una interrupción (siempre y cuando el bit de inhibición de interrupción sea cero). Como regla general, será mejor

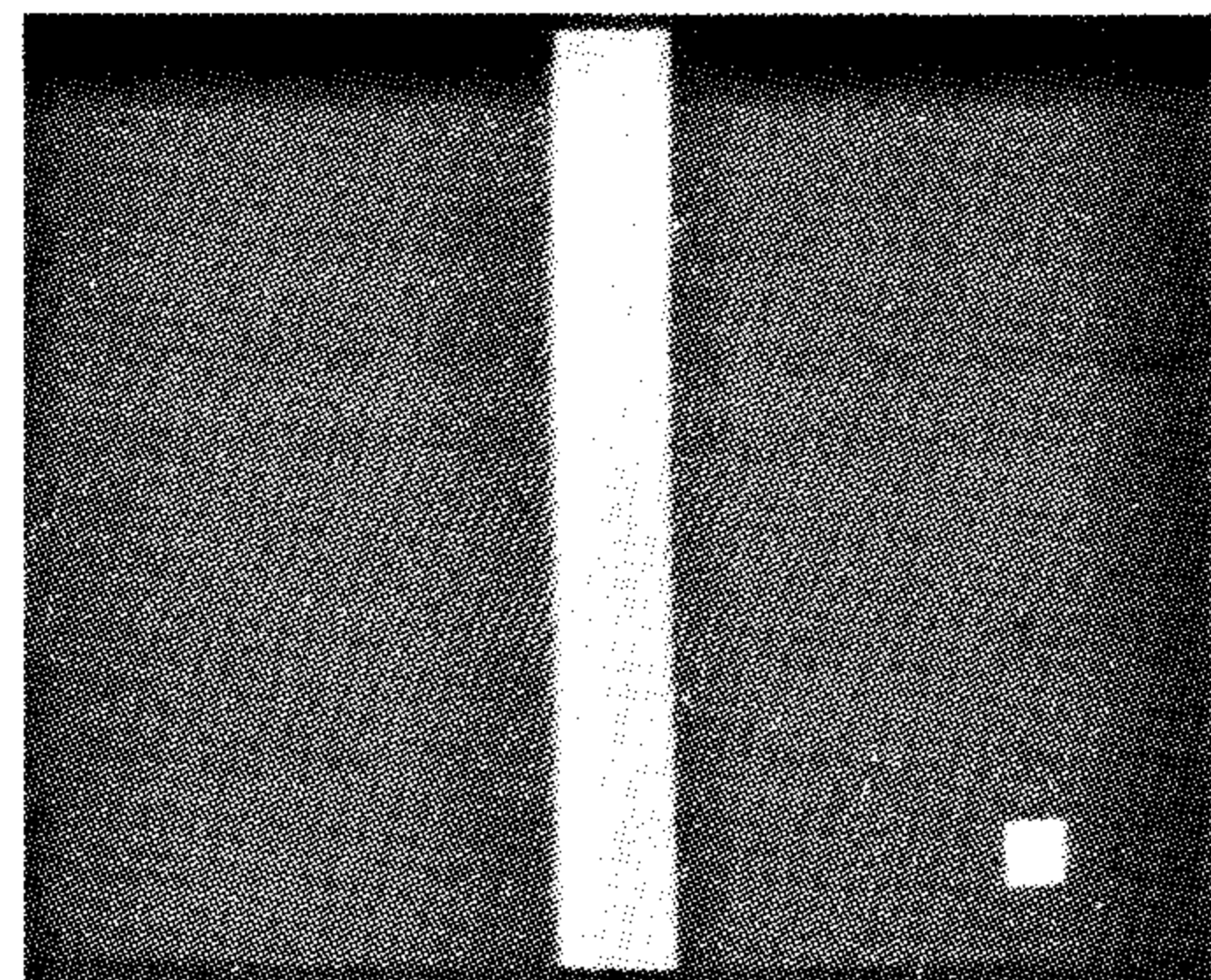
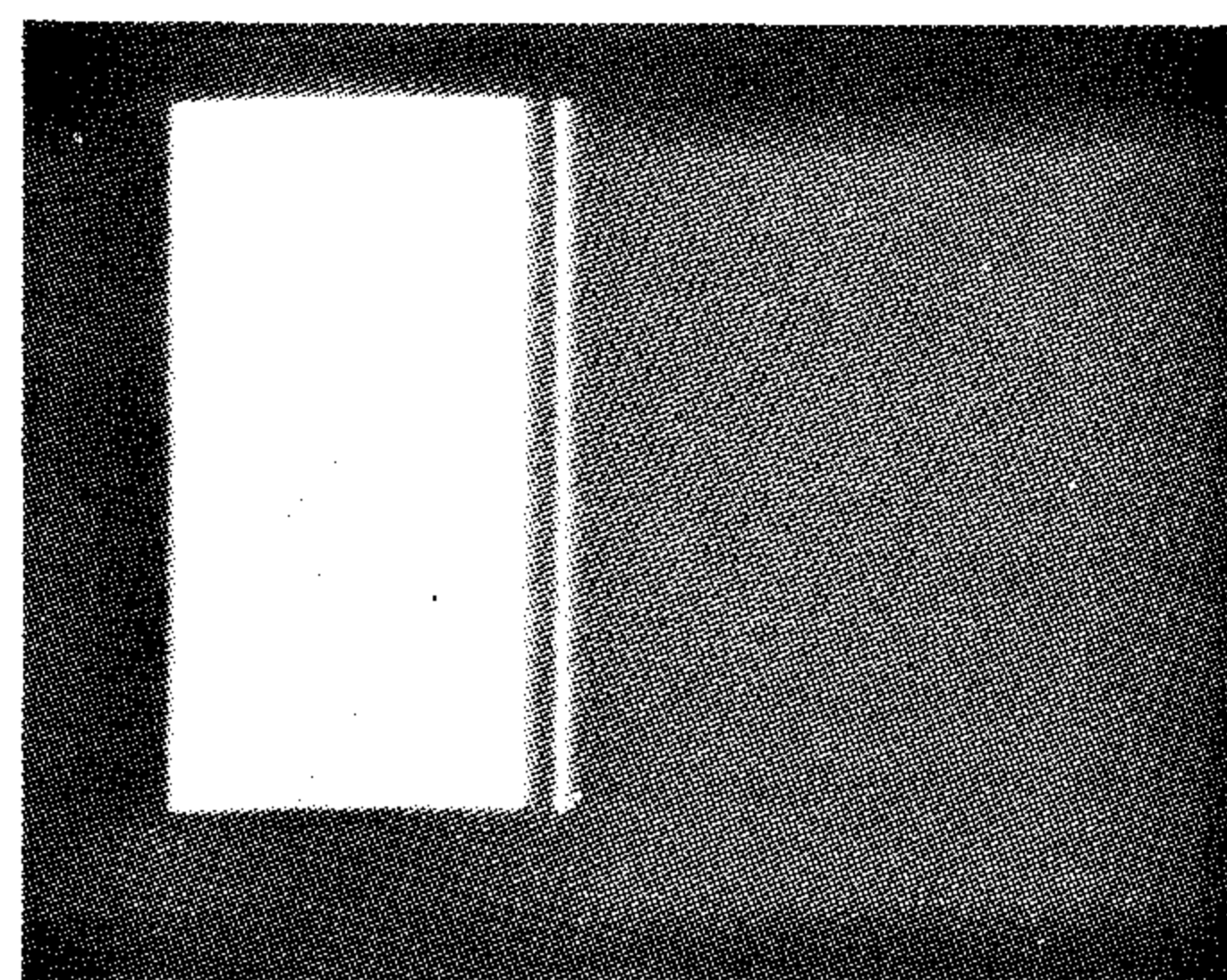
no utilizar este método; es preferible emplear una instrucción de «retorno al programa monitor» (1F0000 = BCTA, UN, por ejemplo).

Algunos consejos

Las instrucciones dadas hasta ahora serán suficientes para escribir algunos programas simples, el resto se publicará en el próximo artículo. Sin embargo, no vendrán mal algunos consejos para iniciarnos en la programación del ordenador para juegos de televisión.

En primer lugar: ¡es preciso inhibir toda posibilidad de interrupción, siempre que no se utilice en un programa! De momento, aconsejamos empezar los programas con la instrucción «7620» (PPSU, II).

Existen varias formas de poner fin a un programa. La más corriente es utilizar una tecla (PC, por ejemplo) para retornar al



control del programa monitor. Al final de las tablas A...D se muestran algunos ejemplos de cómo hacerlo. Hay algunas variantes para efectuar un retorno al control del monitor propiamente dicho. El método más rápido consiste en utilizar la instrucción ZBRR = «9B00» que debería realizar esta función, aunque, a decir verdad, todavía no lo hemos probado. Una solución similar es la instrucción «1F0000» que anteriormente hemos mencionado; ésta sí la hemos ensayado, y funciona perfectamente. Sin embargo, en algunos casos particulares y sin ninguna razón explicable (todavía) se presenta un pequeño problema: cuando se reinicia un programa (algunas veces) se ve aparecer una fila de cuadros o de líneas negras en la parte inferior derecha de la pantalla. Hasta ahora no sabemos exactamente a qué es debido, posiblemente el mes próximo tengamos la respuesta; de momento proponemos las tres soluciones siguientes:

- Retorno al control del monitor mediante las instrucciones.

0400 LODI, R0
1F0011 BCTA, UN

Téngase en cuenta que con esta operación perderemos el valor inicial almacenado en R0. Como algunos lectores han podido constatar, el hecho de que el registro 00 cambie a 09 es debido al paso del programa por la dirección 0000.

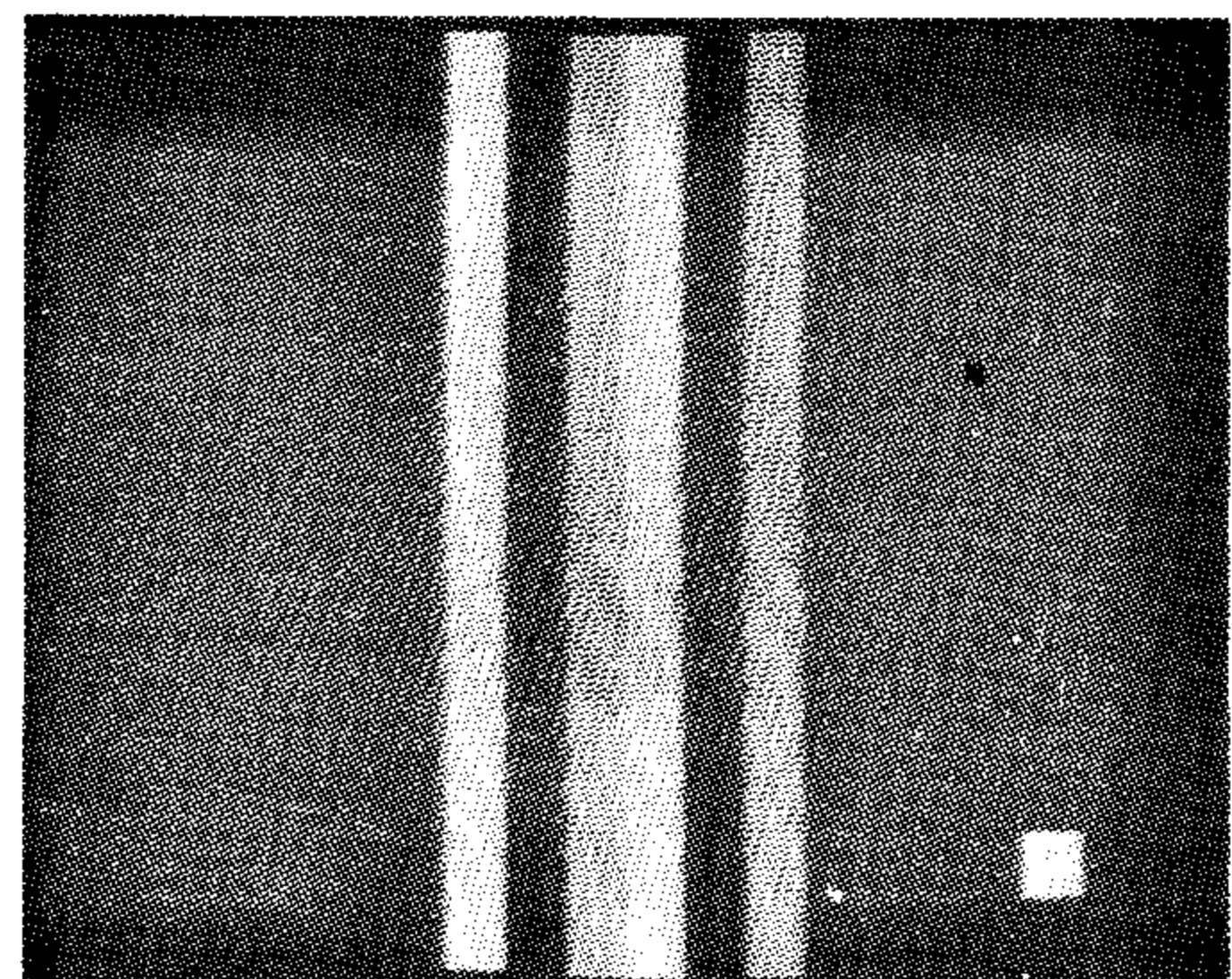
- Otra solución puede ser (aunque tampoco la hemos ensayado):

20 EORZ, R0
9B11 ZBRR

Esta secuencia presenta la ventaja de ocupar el mismo espacio de memoria que la instrucción «1F0000» (en caso de que esta última causara problemas).

- Finalmente, como tercera solución y por si hiciera falta salvaguardar el contenido del registro R0:

3F05CD BSTA, UN
1F0014 BCTA, UN



No explicaremos el mecanismo de funcionamiento de esta secuencia, puesto que para ello haría falta profundizar demasiado en la lógica de programa monitor. Pero antes de discutir, tal o cual técnica de programación, hemos de precisar qué es lo que se pretende hacer. ¡Es evidente! Para programas sencillos, esto se puede hacer normalmente en pocas palabras. Por ejemplo, para el programa de la tabla 1 puede resumirse en: «Hacer desaparecer los objetos», «definir el color del fondo de pantalla» y «cargar FF en todos los BYTES del fondo de pantalla». En programas complejos, será necesario hacer un estudio algo más completo, para lo cual realizar un organigrama de las funciones principales es casi imprescindible. Sin embargo, en la mayoría de los casos será posible descom-

poner un programa complejo, en otros simples o subprogramas. Se podrá entonces verificar y probar individualmente cada uno de ellos, antes de «unirlos» para formar el programa completo. Cada vez que se introduzca un subprograma en la memoria del microprocesador, será muy conveniente salvaguardar el programa, grabándolo en cinta, antes de ponerlo en funcionamiento por primera vez; de lo contrario, una dirección relativa equivocada, puede producir toda clase de alteraciones en el programa al ejecutarlo, pero entonces ¡ya será tarde para rectificar! La única solución al problema es volver a introducir el programa completo en memoria, ¡mediante el teclado! Durante la fase de «ajuste» del programa (necesaria e ineludible, puesto que, normal-

mente ningún programa funciona a la primera) será de gran utilidad la rutina de interrupción, que colocada en puntos «estratégicos» del programa nos indicará si cada una de las secuencias funciona correctamente (es decir, pasa el programa por partes). Como se dijo en el primer artículo, en las interrupciones hay que prestar atención a dos puntos: en primer lugar es necesario que la dirección del punto de interrupción sea la primera dirección de una instrucción. Por ejemplo, en la siguiente secuencia:

0900	7620	PPSU, II
0902	0400	LODI, R0
0904	0605	LODI, R2

pueden introducirse puntos de interrupción en las direcciones 0900, 0902, 0904, pero no en las direcciones 0901, 0903, 0905. En segundo lugar, los puntos de interrupción modifican el programa allí donde se encuentren. Si el programa llega a un punto de interrupción restituirá el dato original automáticamente. Pero, si surgen problemas y nos vemos en la necesidad de utilizar la tecla «RESET» para retornar al control del monitor, es muy posible que haya que restituir manualmente los datos perdidos.

PVI y teclado

Ya se ha visto en el primer artículo las características más importantes respecto a la PVI, sin embargo, hay un punto al que no se le ha dado la suficiente importancia: el bit VRLE. Este bit se encuentra en la dirección 1FCB, y pasa a nivel alto (1) al final de cada trama, o a nivel bajo (0) después de cada impulso VRST (y también después de realizar una lectura), lo cual significa que el bit VRLE sólo estará a nivel alto una vez, durante cada trama. Como aplicación de esto, en la tabla 5 se muestra un programa de retardo simple. Básicamente, lo que sucede es que la CPU «opera» hasta que el bit VRLE se hace «1», y entonces decrementa el registro R2, iniciando nuevamente la escrutación del bit VRLE si el registro R2 es distinto de cero. El resultado es un «retardo» aproximadamente igual a 20 milisegundos multiplicado por el contenido del registro R2. Como aplicación, puede incluirse esta rutina en el programa de «carga de datos del fondo de pantalla» (tabla 1). El resultado se da en la tabla 6. Finalmente, veamos el teclado. Cada columna corresponde a una dirección determinada: 1E88 para la columna del «0»,

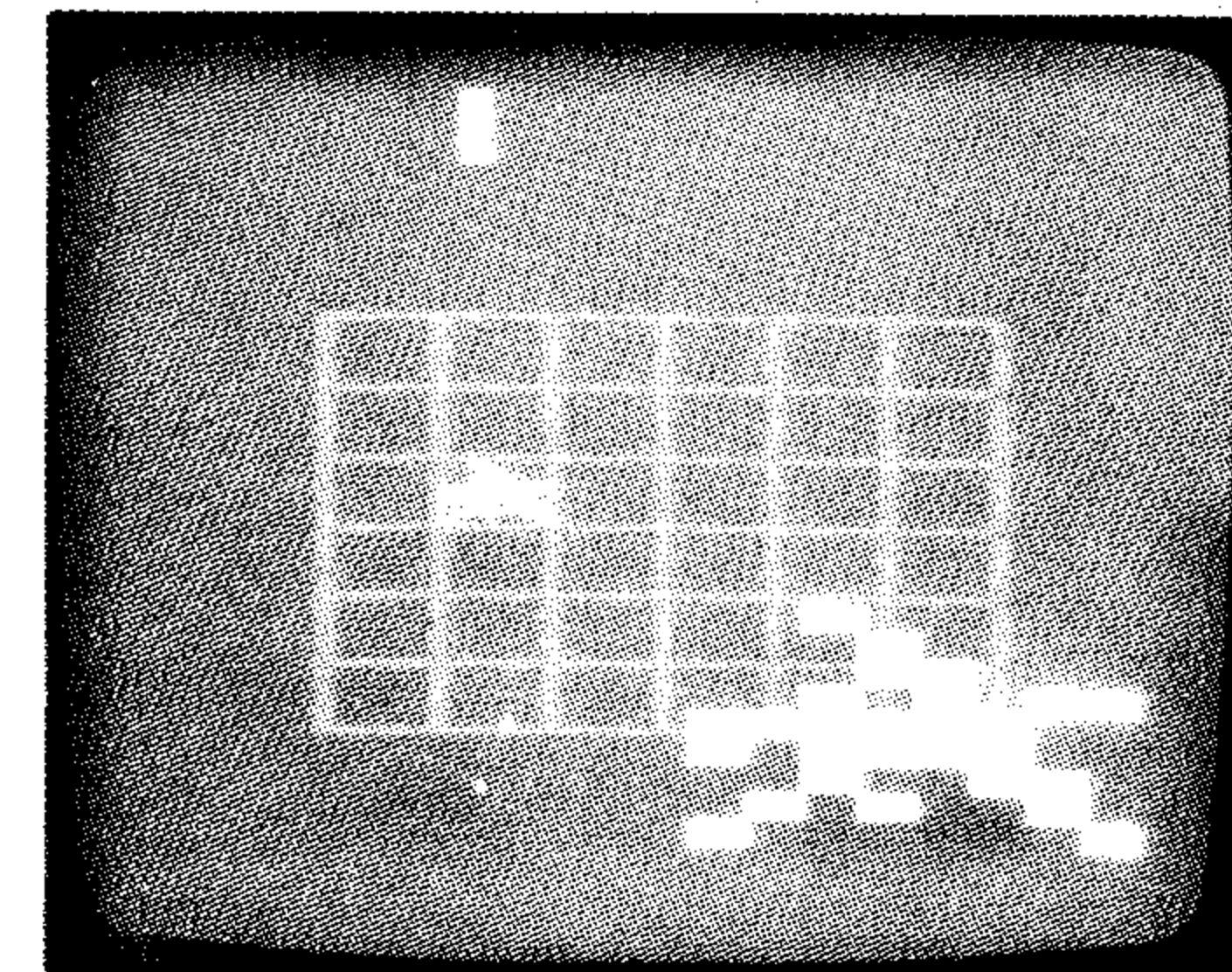
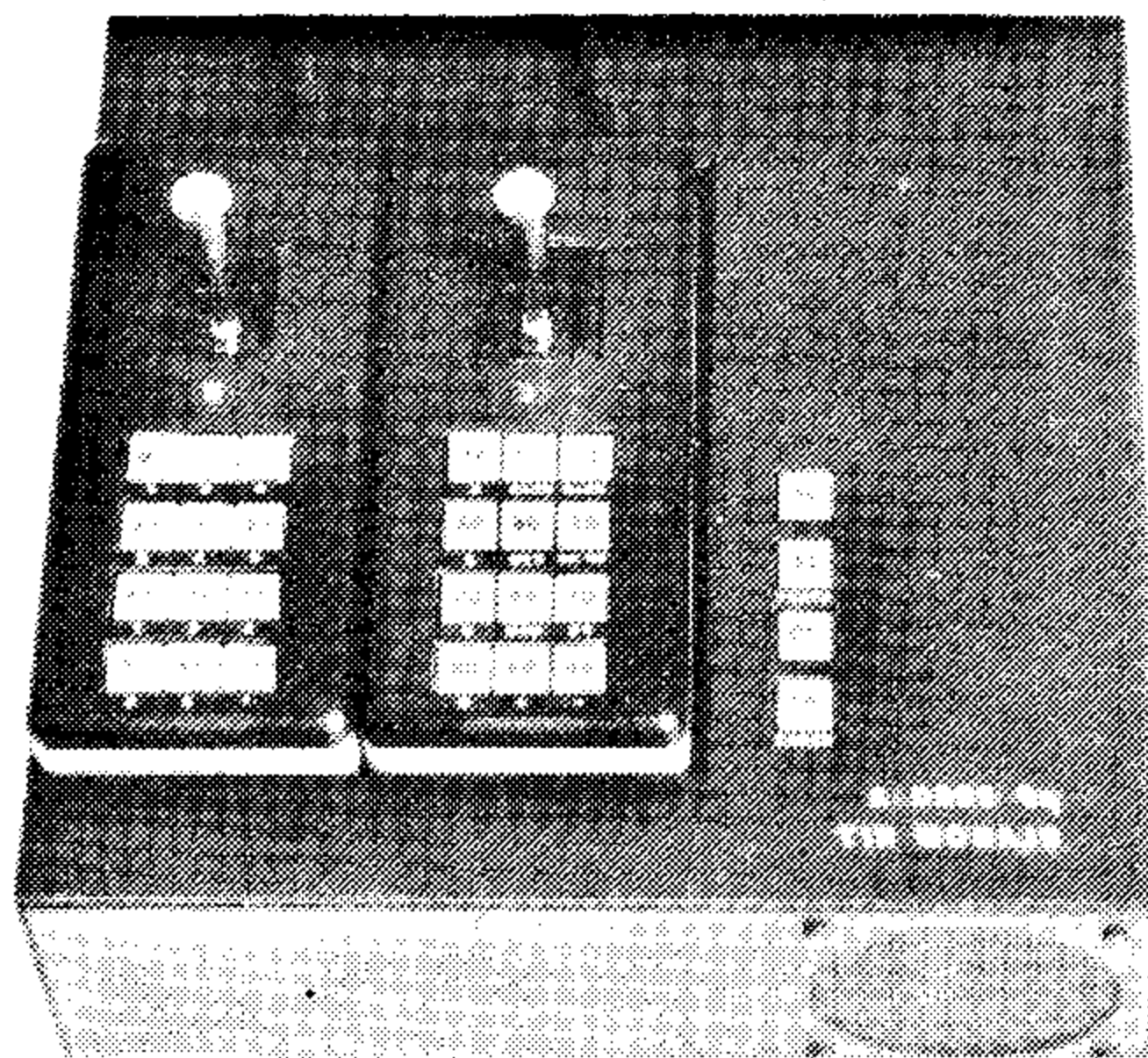


Tabla 7

0900	7620	PPSU, II	
0902	3F0161	BSTA, UN	(Borrado/iniciación de la PVI)
0905	0630	LODI, R2	
0907	0508	LODI, R1	
0909	0E492D	LODA, I-R2	Dato
090C	CD4890	STRA, I-R1	
090F	5978	BRNR, R1	
0911	7710	PPSL, RS	
0913	3F020E	BSTA, UN	Cargar MLINE
0916	7510	CPSL, RS	
0918	5A0A	BRNR, R2	
091A	0C1E89	LODA, R0	Esperar que se libere la tecla «+»
091D	F410	TMI, R0	
091F	1879	BCTR	
0921	1F0038	BCTA, UN	Volver al monitor
0924	7710	PPSL, RS	
0926	3F02CF	BSTA, UN	
0929	7510	CPSL, RS	
093B	1B5A	BCTR, UN	

092D	17 A2 A2 A2 A2 A2 A2 17	línea sexta	DATOS
0935	17 17 10 00 00 0D 17 17	línea quinta	
093D	0A 17 11 00 BC 17 00 0F	línea cuarta	
0945	17 17 0D 00 0E 05 17 17	línea tercera	
094D	14 15 0A 0C BC 12 0C 0E	línea segunda	
0955	0A 17 11 12 BC BC 11 0E	línea primera	



1E89 y 1E8A para las dos siguientes («+» y «—») y 1E8B para la columna de la tecla «RESET» (nótese que tal y como se ha diseñado el teclado esta tecla no es escrutada); y 1E8C, 1E8D y 1E8E para las restantes («1», «2», «3»). Con esta distribución, los cuatro bits de la izquierda (XX-XX XXXX) se hacen corresponder con las teclas de una misma columna, y los otros cuatro permanecen en «1». De forma que 1F (0001 1111) en la dirección 1E88 significa que se ha pulsado la tecla «—»; 4F (0100 1111) en la dirección 1E8A corresponde a la tecla «8». Es preciso advertir que si se hace una escrutación rápida del teclado puede haber problemas debidos al rebote de contactos. En el próximo artículo describiremos un programa de escrutación del teclado más sofisticado, utilizando subrutinas del programa monitor.

Teclas, RCAS, WCAS y discos ESS

En el primer artículo hemos visto los programas de utilización de los discos (o casetes) ESS. Sin embargo, no estarán de más algunos consejos. Damos por supuesto que se está utilizando un magnetófono a cassette (puede utilizarse uno de cinta, pero la mayoría de los lectores seguramente les será más fácil con un cassette). El primer punto a verificar es que el magnetófono grabe y reproduzca los programas contenidos en la memoria «viva» (RAM) del computador, sin ningún problema. Para ello no es necesario (pero sí conveniente) cargar un programa determinado en memoria, ya que ésta ¡siempre tiene algo grabado (aleatoriamente)! La secuencia para comprobar el funcionamiento del cassette es la siguiente:

- Pulsar la tecla «RESET».
- Pulsar la tecla «START» (deberán aparecer sobre la pantalla las letras «III»).
- Pulsar la tecla «WCAS» (aparecerán las letras «bEG=»).
- Teclear el dato 0900, seguido por la tecla «+» (aparece «bEG=0900, End=»).
- Teclear el dato 0FFF, seguido por la tecla «+» (en la pantalla aparece «End=0FFF, SAd=11»).
- Teclear 0900 y a continuación «+» («SAd=0900, FIL=»).
- Teclear el dato 1, pero ahora sin pulsar la tecla «+» («FIL=1»).
- Preparar el magnetófono para grabar y ajustar el volumen de grabación a mitad de recorrido.
- Pulsar la tecla «+».

Con un poco de suerte, el VU-metro del cassette deberá indicar la zona de plena modulación en los primeros momentos (al pulsar la tecla «+»), cayendo a continuación algunos dB por debajo del nivel inicial (plena modulación). Si no fuera así, se deberá retocar el volumen del cassette y después repetir la secuencia anterior. Una vez hallada la posición correcta del volumen de grabación será conveniente tomar nota del mismo para una futura utilización. Nada más terminar la grabación del programa reaparecerán en la pantalla las direcciones introducidas anteriormente. Concluiremos el test de la siguiente forma:

- Pulsar la tecla «RCAS» (aparece en pantalla «FIL=»).
- Teclear el número de fichero, 1 (pantalla «FIL=1»).

— Pulsar la tecla «—» (¡Atención, no equivocarse con la tecla «+»!).

El texto «FIL=1» deberá «saltar» a la parte superior de la imagen; ahora, una vez rebobinada la cinta de cassette, éste se pone en posición de reproducción para leer los datos grabados anteriormente, entonces se comparan los datos ya grabados con los que se están introduciendo mediante una rutina del monitor (es decir, este trabajo lo hace el propio microprocesador). Durante este tiempo (la operación dura alrededor de 35 segundos) se verá parpadear sobre la pantalla los dos puntos bajo el signo «—». Una vez transcurrido este tiempo, aparecerán en la pantalla todos los datos introducidos inicialmente y un texto suplementario, «PC=0900». Si esto tiene lugar, significa que todo está en orden y que la interface de cassette funciona correctamente. En el (desafortunado) caso de que se interrumpa el programa de comprobación antes de lo previsto, visualizando un mensaje del tipo «Ad=090A», indicará que algo no funciona (el dato de esa dirección no coincide con el de la cinta). En nuestro caso, al alejar el cassette del televisor se solucionaba el problema.

Etapa siguiente: el disco ESS. Después de haber grabado el disco ESS en un cassette, lo reproducimos mediante el magnetófono para introducirlo en la memoria del computador. Esta operación no presentará normalmente ningún problema. Sin embargo, algunas veces el computador «rechaza» el programa sin ninguna razón aparente (aparece sobre la pantalla un mensaje «Ad=XXXX»). Teniendo en cuenta que los programas se encuentran realmente en el disco (a excepción de la secuencia «inhibición de interrupción» del fichero número 6, como ya se ha mencionado anteriormente). Deberá ser posible introducir en la memoria «viva» del computador los datos almacenados en el disco. Pero, incluso para los casos más rebeldes hemos hallado esta solución.

Se envía al ordenador la señal entregada por un preamplificador (la toma se hace después de los controles de tonalidad y volumen). En modo «RCAS» (lectura del cassette) se tecléa un número de fichero alto (8 ó 9) y se pone en funcionamiento el cassette. Después de haber regulado convenientemente los controles de tono y volumen de previo, se verá aparecer sobre el signo «—» dos puntos que parpadean rápidamente, e igualmente se debería ver el número del fichero.

«El truco» consiste ahora, en manipular el control de volumen (y si fuera necesario el de tonalidad) hasta que los puntos parpadeen con regularidad y aparezca el número del segundo fichero sin problemas, durante la reproducción completa del programa. Una vez conseguido esto se podrá reproducir cualquier programa, con toda seguridad.

Disco número 6 (ESS 006)

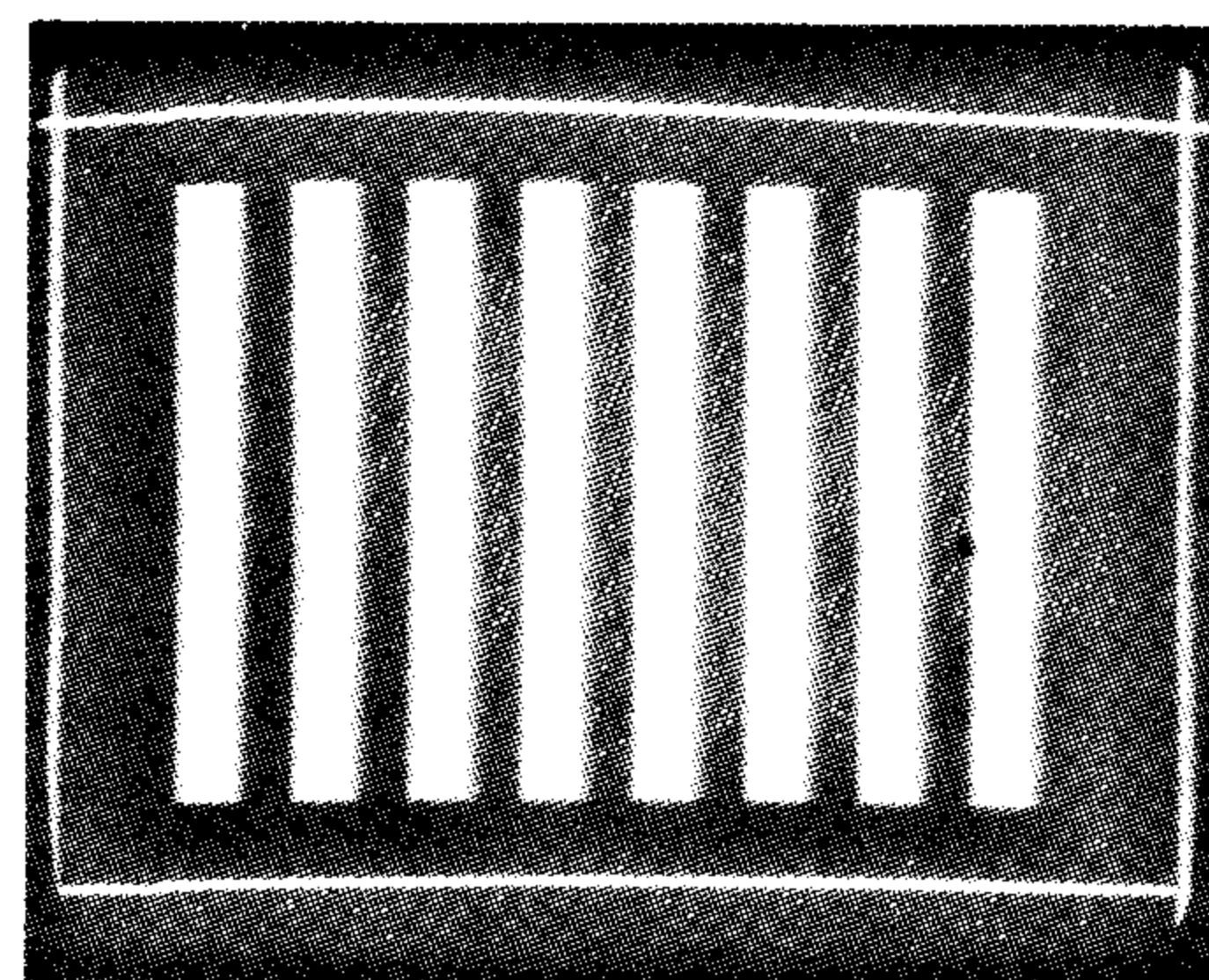
En este artículo se debería hablar de los programas del segundo disco destinado al computador de juegos, pero es imposible (cuestión de espacio), ya que es tan extenso como el propio artículo. Sin embargo, para

dar una pequeña idea de su contenido, se han distribuido algunas fotografías del mismo a lo largo del artículo.

Por ejemplo, uno de los programas del disco 006 transforma al ordenador en una completa «mira» para televisión. Otro de los programas se ha pensado como ayuda a la programación. El disco contiene programas para: componer formas de objetos, fondos de pantalla, cálculo de direcciones relativas (ya mencionado). Estos programas están realizados de forma que el lector pueda ver físicamente en la pantalla el objeto que está construyendo o la operación que se desea efectuar. Igualmente, incluye un programa que permite acceder al conjunto de caracteres alfanuméricos que contiene el programa monitor (en el próximo artículo se verá con más detalle). Las explicaciones de cómo utilizar los programas se suministrarán junto con el disco, el cual estará a disposición del lector a partir del mes próximo.

Conclusión

Con la información vista hasta ahora será posible escribir algunos programas simples, guiándose de los ejemplos dados en las páginas anteriores. Ahora es el gran momento de comenzar a practicar y con el próximo artículo (cuando usted sepa tanto como nosotros), le daremos el resto de las instrucciones y algunos programas más completos.



juego del tula

Un juego agotador que puede practicarse sin esfuerzo físico

Uno de los juegos más simples conocido por el hombre es el «tú la ligas» o «tula». Probablemente ya se «jugaba» con algunas diferencias, en tiempos prehistóricos. Tiene muy pocas reglas: una persona corre tras los demás jugadores hasta que «da» o liga a otro. En estas fechas en que el frío y la nieve son las características principales, los juegos de interior son los más adecuados. Sin embargo no puede decirse que el juego del «tula» sea precisamente un juego de salón (a menos que romper un florero, una silla o un jarrón no sea importante). Por todo ello hemos pensado en una versión electrónica más «pacífica».

En lugar de correr como locos, los jugadores de la versión electrónica del «Tula» simplemente giran los mandos de los potenciómetros con habilidad de un extremo al otro. Las reglas de este original juego son simples: el jugador «A» procura mover el mando de tal forma que la aguja del medidor quede fuera de las proximidades del punto medio de la escala, el jugador «B» debe intentar lo contrario, osea, mantenerse dentro de este área (centro de escala). En otras palabras, el jugador «A» corre (o huye) y el «B» trata de cogerlo (o «darle»). Si el jugador «B», al cabo de un cierto tiempo (suficientemente largo) alcanza su objetivo (coger a «A») se encenderá un LED indicando que «B» ha «atrapado» a su oponente. Para dar más emoción al juego se han incorporado efectos acústicos: el mando de cada jugador controla un oscilador cuya frecuencia varía con la posición del cursor del potenciómetro. Las salidas de estos dos osciladores pueden conectarse a un amplificador estereofónico, produciendo un penetrante «quejido» que recorre todo el espectro de audio.

En el diagrama de bloques (figura 1) se ilustra el principio utilizado. Al manejar los potenciómetros «A» y «B» se generan las tensiones variables U_A y U_B . A la diferencia de tensión $U_B - U_A$ se le suma la mitad de la tensión de alimentación U_B . El resultado es la tensión U_M que varía en torno a $1/2 U_B$, dependiendo de los valores de U_A y U_B . Esta tensión se visualiza en el medidor. Obviamente, si los potenciómetros están en la misma posición, la diferencia ($U_B - U_A$) es cero y el miliamperímetro marcará la mitad de la escala ($1/2 U_B$), dando por hecho que la tensión de alimentación se corresponde con el fondo de escala (F.E.). Si el jugador «A» «huye», girando su potenciómetro de mando, de forma que la tensión U_A disminuya la aguja del medidor se desplazará hacia la derecha. Si ahora el jugador B mueve su mando en la misma dirección, hará retroceder la aguja del medidor hacia el centro de la escala.

Para una mejor indicación óptica se han dispuesto dos LEDs. La tensión U_M alimenta al comparador de amplitud (Window comparator = comparador de «ventana»). se define ventana como el margen de variación de la tensión U_M , dentro del cual no se produce cambio en la salida del comparador (encendido de D11). Esta parte del circuito se explicará con detalle en otro

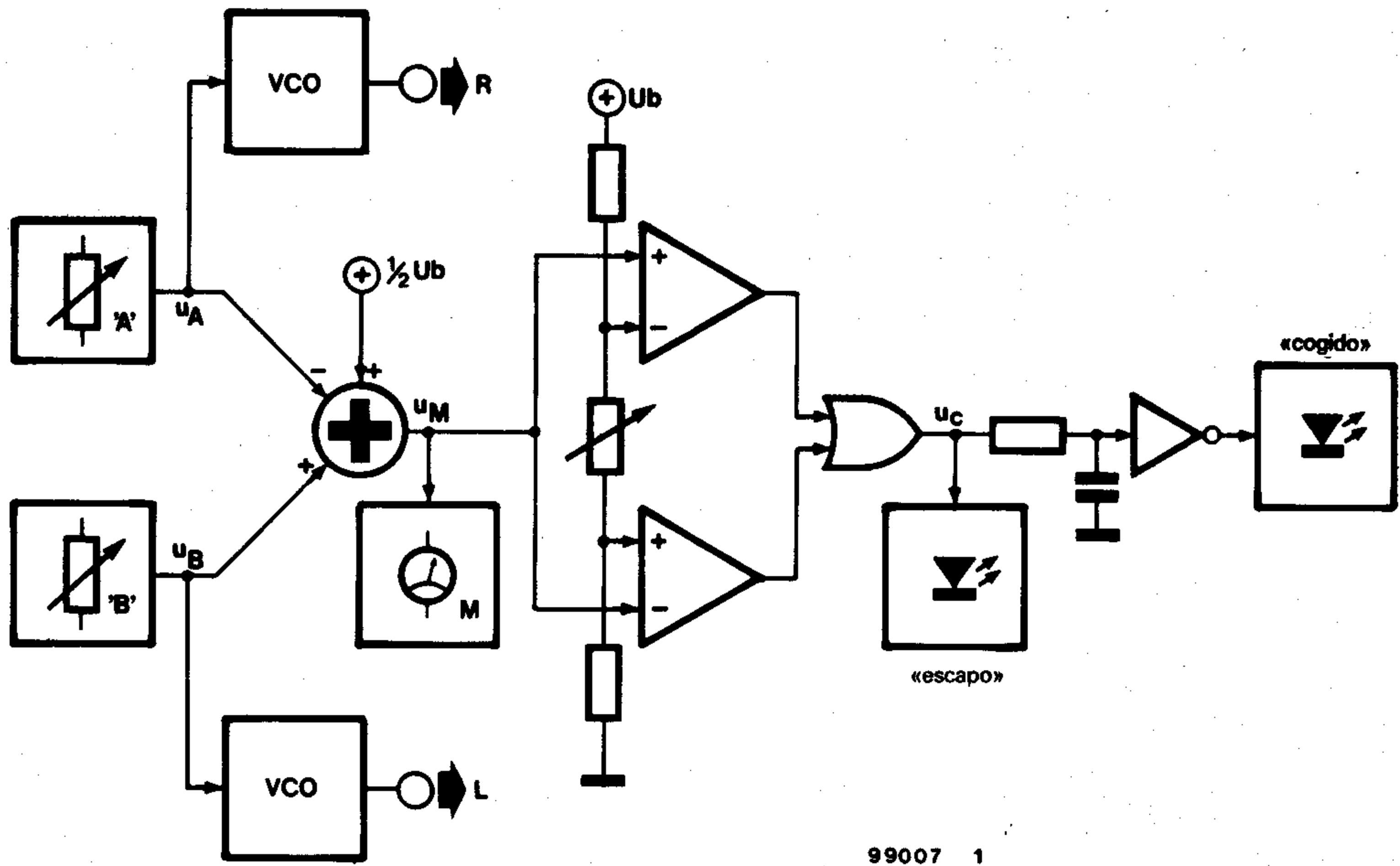
artículo de este mismo número. (GOLF DE BOLSILLO). Para el presente caso será suficiente saber que la tensión de salida U_C del «comparador ventana» estará a nivel lógico «0» mientras las variaciones de $U_M = (U_B - U_A + U_B)$ se mantengan dentro de «la anchura de ventana». Tan pronto como suceda esto último se encenderá el LED D11 («huido»). Si nuevamente, el jugador «A» derrota al «B» (osea, escapa) el LED «huido» se apaga. Por el contrario, si el jugador «B» mantiene «cogido» al «A» durante el tiempo necesario (determinado por una célula R-C) se enciende el LED de «cogido».

Los dos VCOs son conducidos directamente por la tensión de mando de los jugadores, U_A y U_B . Como se dijo anteriormente, si se aplica la salida de los VCOs a un amplificador estereofónico se obtendrá una indicación sonora de la posición de los jugadores. Si «B» «coge» a «A» (osea, las tensiones de control son iguales) los tonos producidos por los VCOs serán también iguales.

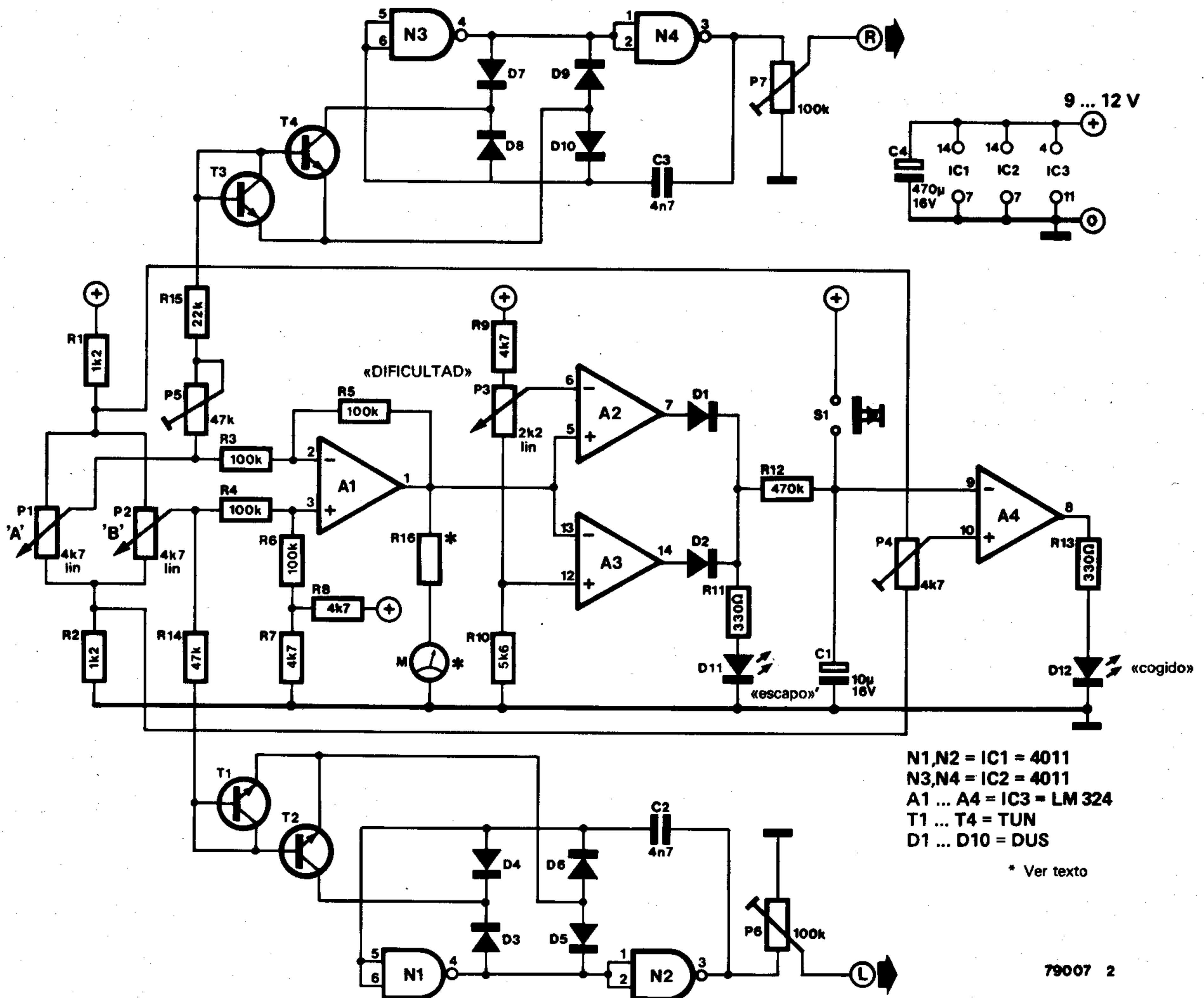
El circuito

Una vez entendidos los principios básicos del circuito será más fácil realizarlo. P1 y P2 son los controles de los jugadores. La tensión en su salida puede variarse de 3 a 9V. Estas dos tensiones alimentan las entradas del amplificador diferencial A1. La tensión $U_{B/2}$ se obtiene del punto de unión de R7/R8 y se lleva a la entrada no inversora de A1. La salida de éste (A1) es la tensión U_M marcada en el diagrama de bloques. El miliamperímetro se conecta en este punto. Con respecto al medidor se tienen dos opciones: utilizar un miliamperímetro o un polímetro corriente. La misma tensión alimenta al comparador ventana compuesto por A2 y A3, la amplitud de la «ventana» puede regularse por medio de P3. (O sea, la dificultad del juego). Obviamente, una amplitud de «ventana» grande facilita la captura del oponente y viceversa. Los diodos D1 y D2 están conectados en puerta «OR» como se muestra en el diagrama de bloques. La tensión en la unión de estos dos diodos (U_C) estará a nivel «1» cuando la tensión U_M se encuentre fuera del margen de «ventana» provocando el encendido de D11 («escapado»), siempre y cuando las variaciones de U_C duren lo suficiente para cargar a C1.

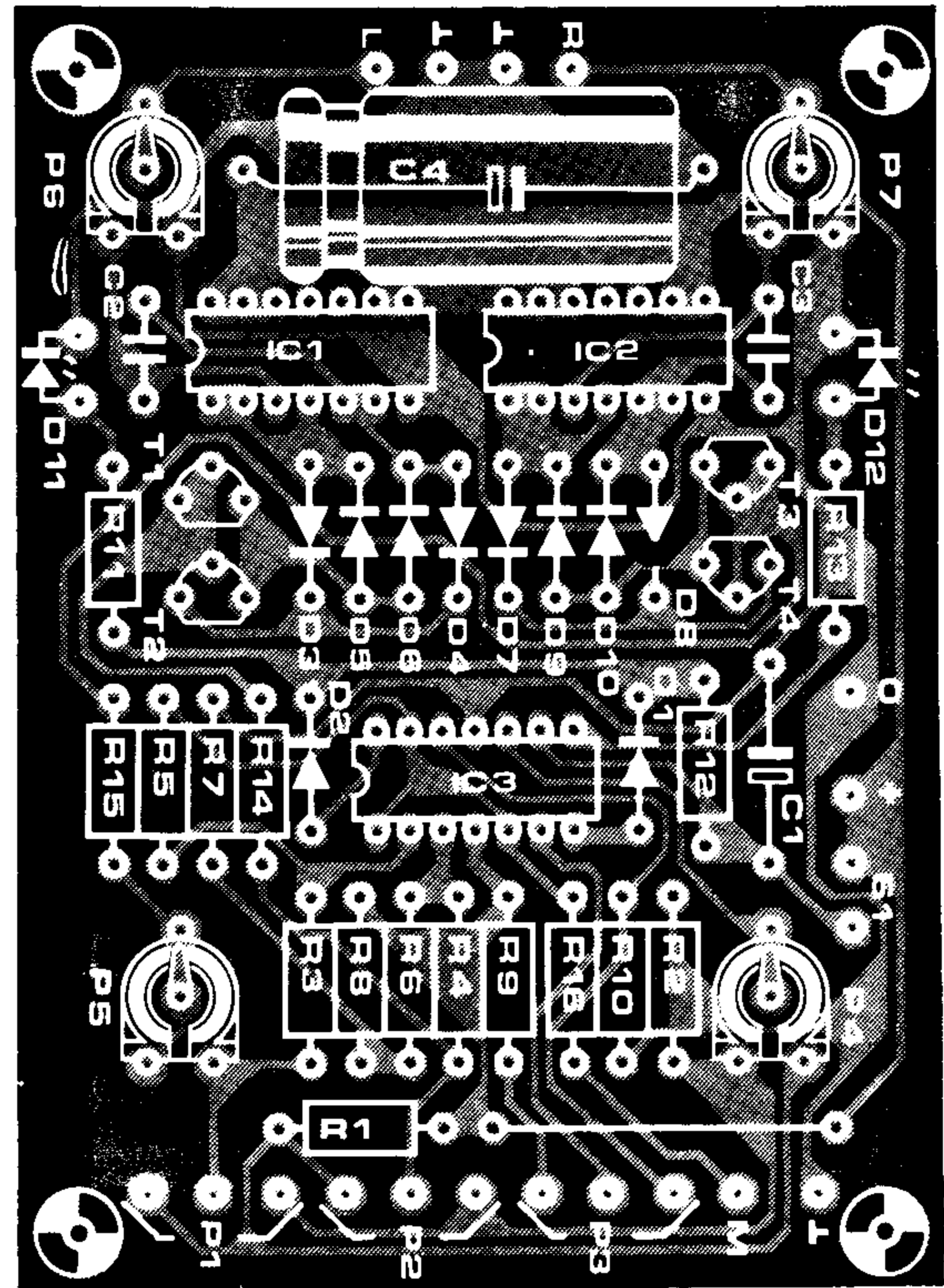
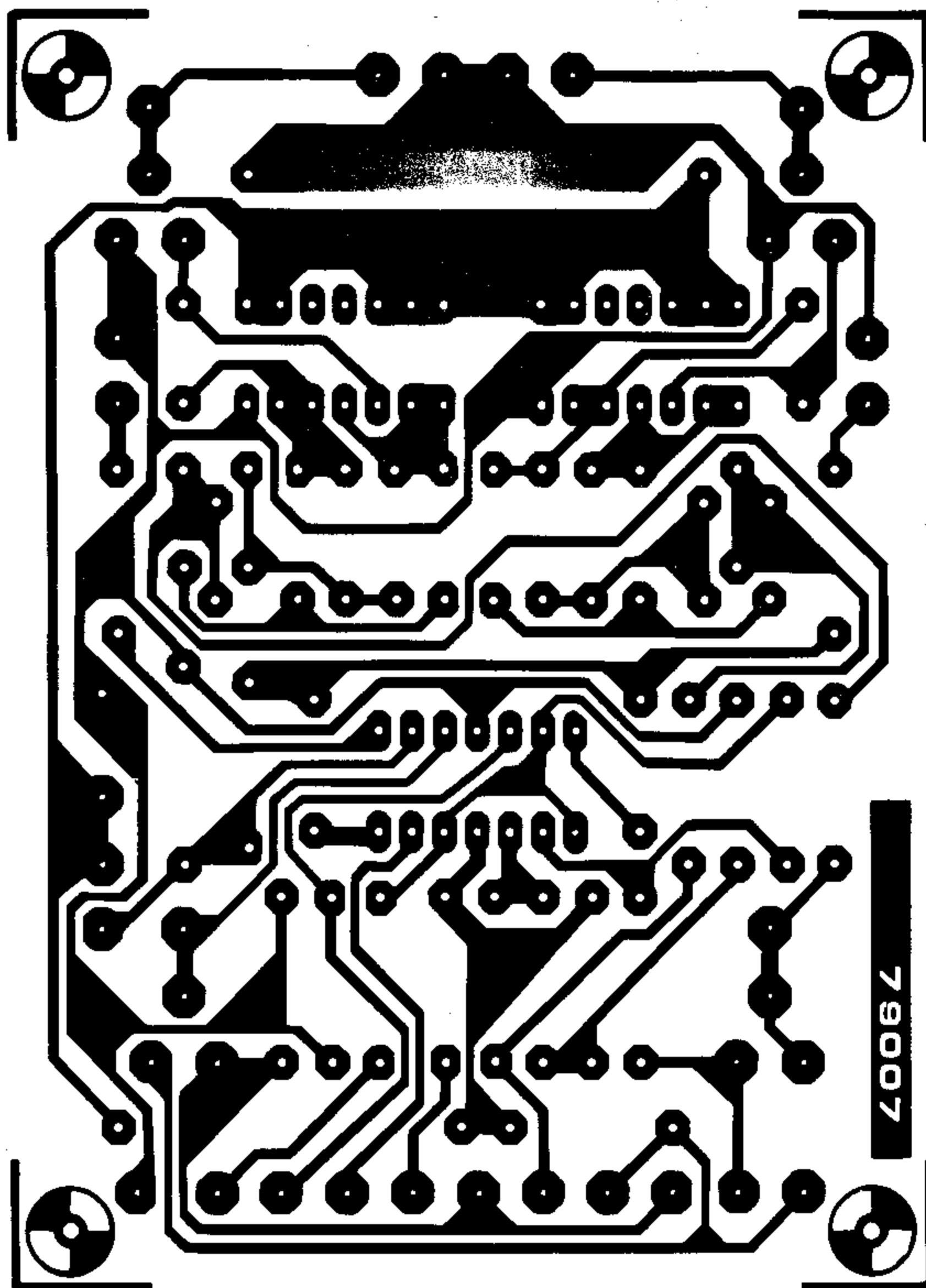
1



2



3



Lista de componentes

Resistencias:

R1,R2 = 1k2
 R3...R6 = 100 k
 R7,R8,R9 = 4k7
 R10 = 5k6
 R11,R13 = 330 Ω
 R12 = 470 k
 R14 = 47 k
 R15 = 22 k
 R16 = ver texto
 P1,P2 = 4k7 (5 k) lin
 P3 = 2k2 (o 2k5) lin
 P4 = 4k7 (5 k) ajustable
 P5 = 47 k (50 k) ajustable
 P6,P7 = 100 k ajustable

Condensadores:

C1 = 10 μ /16 V
 C2,C3 = 4n7
 C4 = 470 μ /16 V

Semiconductores:

D1...D10 = DUS
 D11,D12 = LED
 T1...T4 = TUN
 IC1,IC2 = CD 4011
 IC3 = LM 324

Varios:

S1 = pulsador unipolar

M = medidor, ver texto

Tabla

I _f .s.d.	R16	
	U _b = 12 V	U _b = 10 V
50 μ A	220 k	220 k
100 μ A	120 k	100 k
300 μ A	39 k	33 k
500 μ A	22 k	22 k
1 mA	12 k	10 k
3 mA	3k9	3k3
5 mA	2k2	2k2

Figura 1.—Diagrama de bloques del «tula». Los dos jugadores manejan los potenciómetros de control. En el transcurso del juego pueden apreciarse variados efectos ópticos y fantásticos sonidos.

Figura 2.—Circuito impreso.

Figura 3.—Placa de circuito impreso y distribución de componentes (EPS 79007).

Si lo suponemos cargado, y U_C se hace «baja» («B» coge a «A»), C1 se descargará lentamente a través de R12, R11 y D11. Cuando la tensión en C1 se hace inferior a la tensión elegida por P4, la salida de A4 bascula a nivel alto encendiéndose D12 («cogido»). El tiempo que «B» necesita tener «cogido» a «A» para que se encienda D12, es ajustable mediante P4 pudiendo llegar a unos pocos segundos.

La parte restante del circuito son los VCOs. Ahora nos familiarizaremos con ellos. La simple modificación de un generador CMOS de onda cuadrada descrito en el número de verano, se utiliza aquí para reproducir el toque de campana (que se describirá con más detalle en otro artículo). Para el primer VCO, T1 y T2 hacen de espejo de corriente y los diodos D3, D4, D5 y D6 de puente rectificador. Juntos, estos componentes realizan la función de una impedancia controlada por corriente. El espejo de corriente se alimenta por la resistencia serie R14, siendo el resultado una impedancia controlada por tensión. Incorporando esta impedancia variable a un oscilador CMOS convencional se consigue que las variaciones de tensión en R14 se traduzcan en variaciones de frecuencia. En conclusión, el circuito completo forma un oscilador controlado por voltaje o VCO. El nivel de salida de éste puede ajustarse con P6. El segundo VCO es básicamente igual, con una sola diferencia, se ha incluido un potenciómetro (P5) para ajustar los dos osciladores al mismo tono (frecuencia).

4

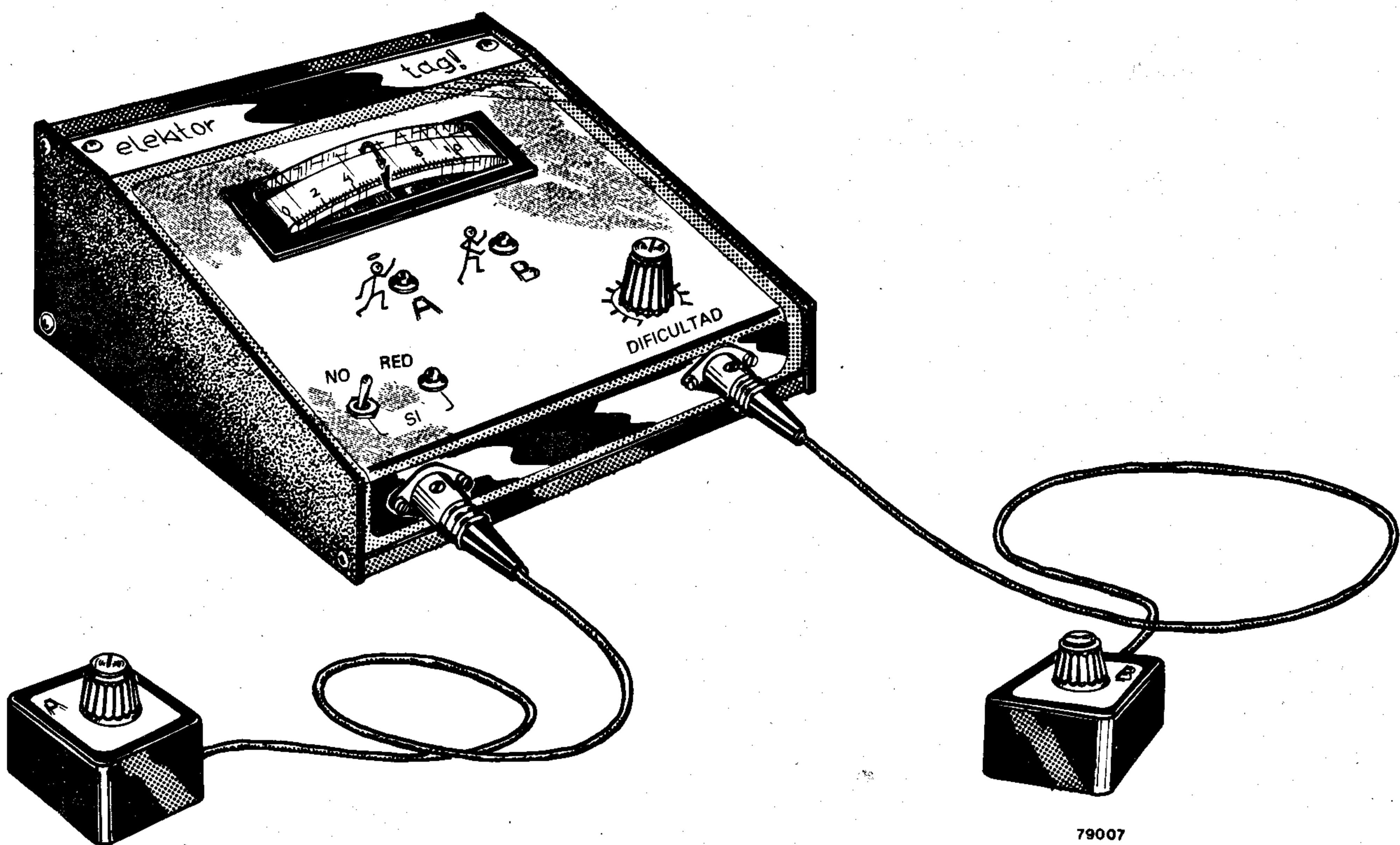


Figura 4.—¡El único requisito importante que se le pide a la caja, es que sea resistente! Los controles de mando pueden instalarse en la caja, esto a veces puede crear dificultades, a menos que uno de los jugadores sea zurdo.

Construcción

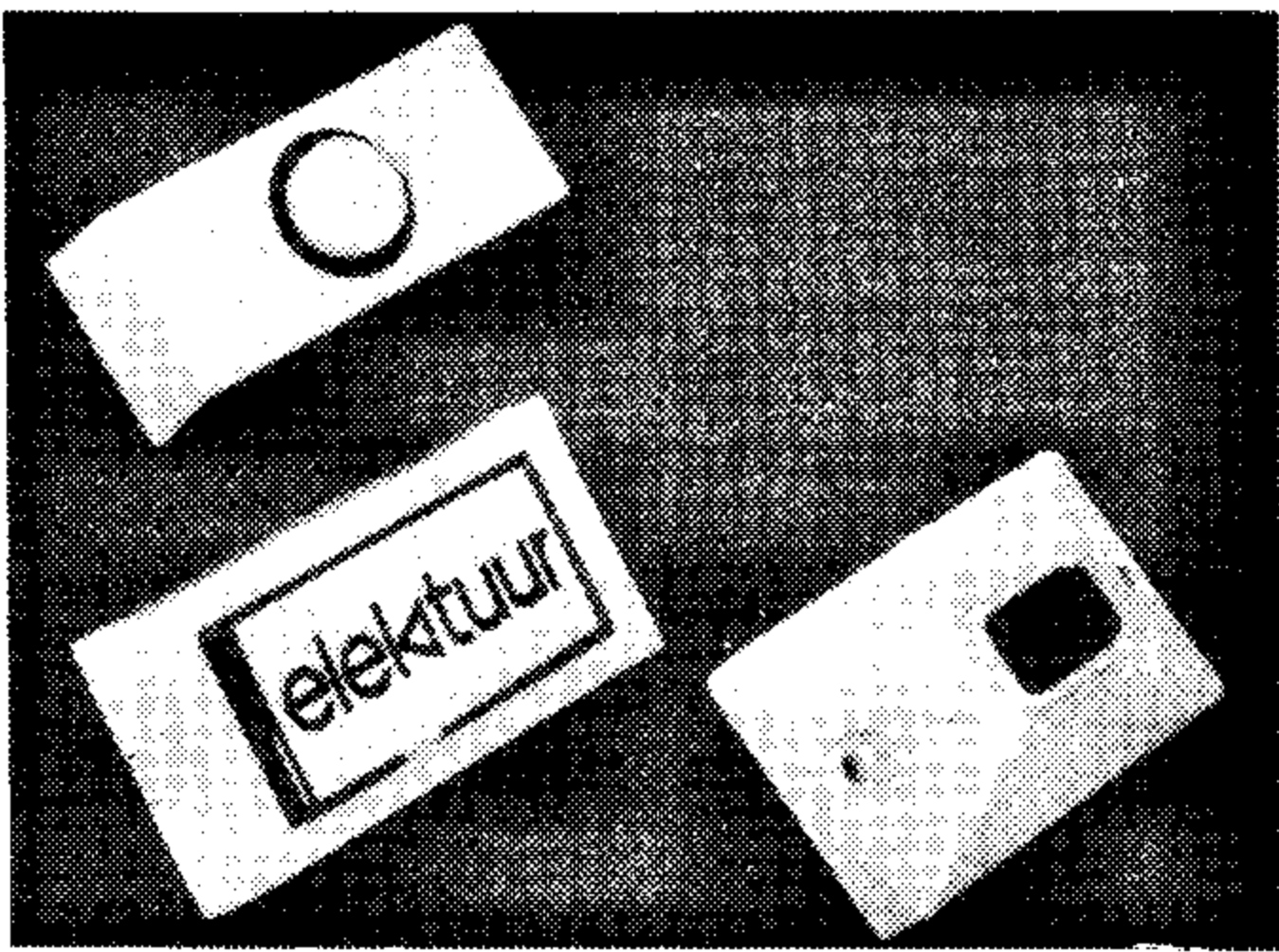
El dibujo de la placa de circuito impreso, así como la disposición de los componentes se muestran en la figura 3. Aunque sólo se utilizan cuatro NAND se han dispuesto dos CI, uno para cada oscilador, ya que con un CI cuádruple no se conseguía un funcionamiento satisfactorio al influenciarse mutuamente los VCO. En lo que concierne al medidor, se puede elegir dentro de un amplio margen desde micro a milianperios, con cualquier sensibilidad entre 50 μ A y 5 mA F.E. Para determinar el valor de la resistencia serie que va conectada con el medidor, se tendrá en cuenta que, conectando el medidor en serie con la resistencia a la fuente de alimentación se debe obtener la desviación máxima (F.E.). El valor de la resistencia se calcula aproximadamente con la fórmula:

$$R_{16} = \frac{U_B}{I_{F.E.}} \text{ (K)}$$

donde U_B se expresa en voltios y $I_{F.E.}$ (intensidad a fondo de escala) en miliamperios. En interés de la economía del circuito pueden utilizarse baterías (recargables) de las muchas que se usan en calculadoras de bolsillo. En la tabla adjunta se muestran los valores de R_{16} para las sensibilidades más comunes de los milianperímetros normalmente utilizados, y para dos diferentes tensiones de alimentación, el valor definitivo «estandar» se elegirá según el caso. ¡El instrumento de

medida no es necesario que sea de precisión! Si se dispone de un polímetro no es necesario andar investigando con otros medidores —que por supuesto, al ser caros pueden dejar fuera de nuestro alcance este circuito—. Si se decide utilizar el polímetro, R_{16} puede reemplazarse por una resistencia de 1 k —para prevenir cortocircuitos accidentales con la alimentación—. La tensión de alimentación en este caso se elige de acuerdo con la escala del polímetro (10V por ejemplo). Es conveniente para este tipo de circuitos, instalarlos en una caja robusta, ya que durante el juego los contendientes pueden ser presa de gran excitación. La figura 4 muestra una de las muchas formas que puede tomar el montaje. En este caso, los potenciómetros de control se han dispuesto separadamente de la unidad principal conectándolos por medio de un cable normal de tres conductores y malla.

timbre politonal



El diagrama del circuito se muestra en la fig. 1. Como puede apreciarse consta básicamente de dos generadores de onda cuadrada y un oscilador controlado por corriente. La frecuencia del primer generador (N1/N2) puede variarse entre 12 Hz y 900 Hz, aproximadamente, mientras que el segundo generador (N3/N4) se mantiene fijo a 1 kHz. El contador (IC3) se activa, cuando la patilla n.º 13 (puerta de reloj) se encuentra a nivel bajo (casi cero voltios). Debido al efecto integrador de la célula C3/R4, el primer frente negativo de la onda cuadrada, pone en funcionamiento a IC3 (contador) por breves instantes, pero sólo se incrementará el contador, cada vez que el frente positivo de N3/N4 coincida con el negativo de N1/N2.

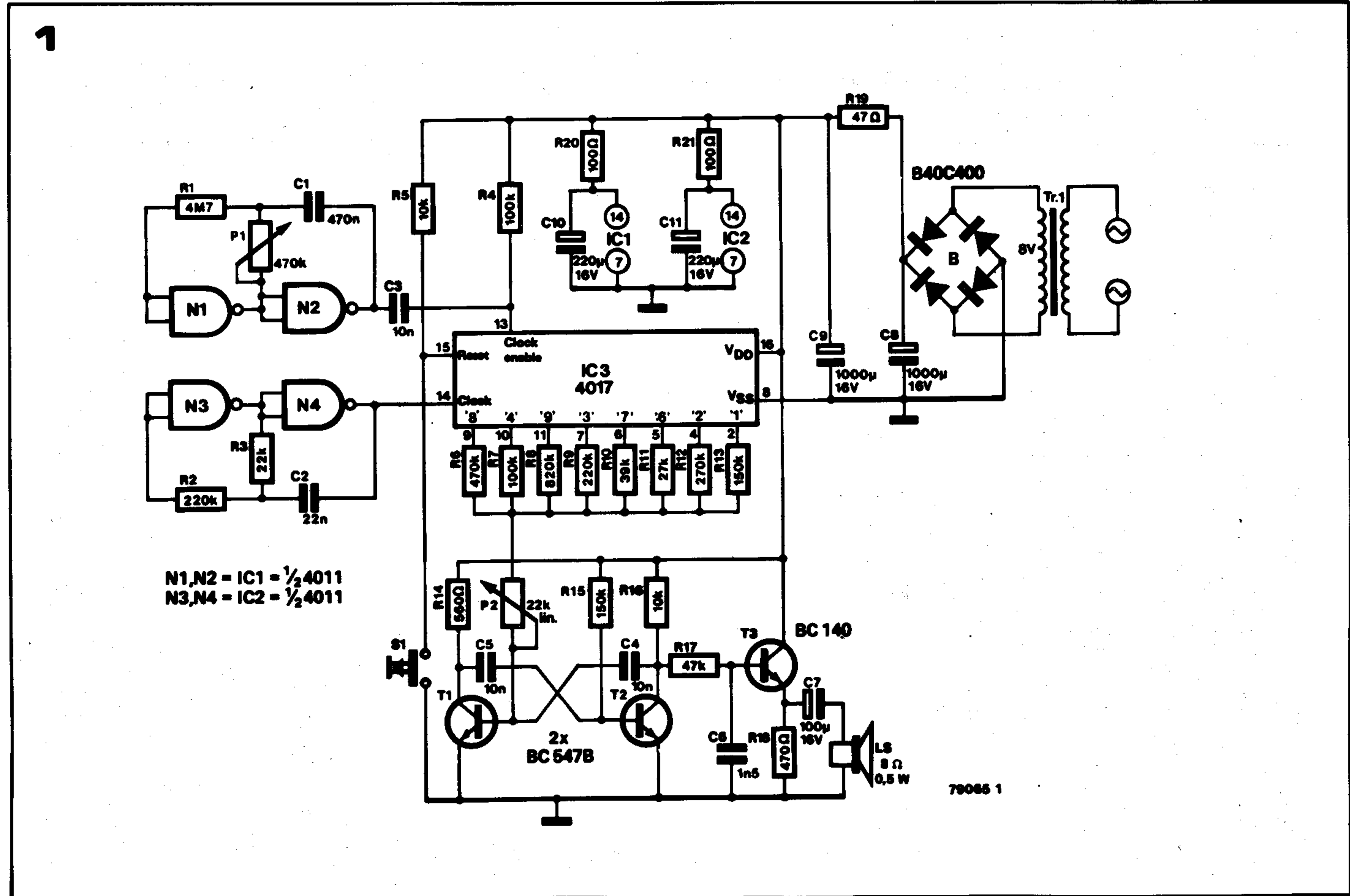
El circuito del «timbre politonal» funciona de la siguiente manera:
Cuando el pulsador S1 está en posición «abierto», la patilla n.º 15

(reset = reposición) de IC3 está a nivel alto, lo cual deja al contador inactivo. Si pulsamos S1 en el momento en que coincidan las señales de «reposición» y de «reloj», el contador se verá incrementado en una unidad. Este permanecerá así hasta que las dos señales anteriores coincidan nuevamente, incrementando por segunda vez el contador. Este proceso hace que las salidas de IC3 vayan poniéndose (secuencialmente) a nivel alto (aproximadamente la tensión de alimentación).

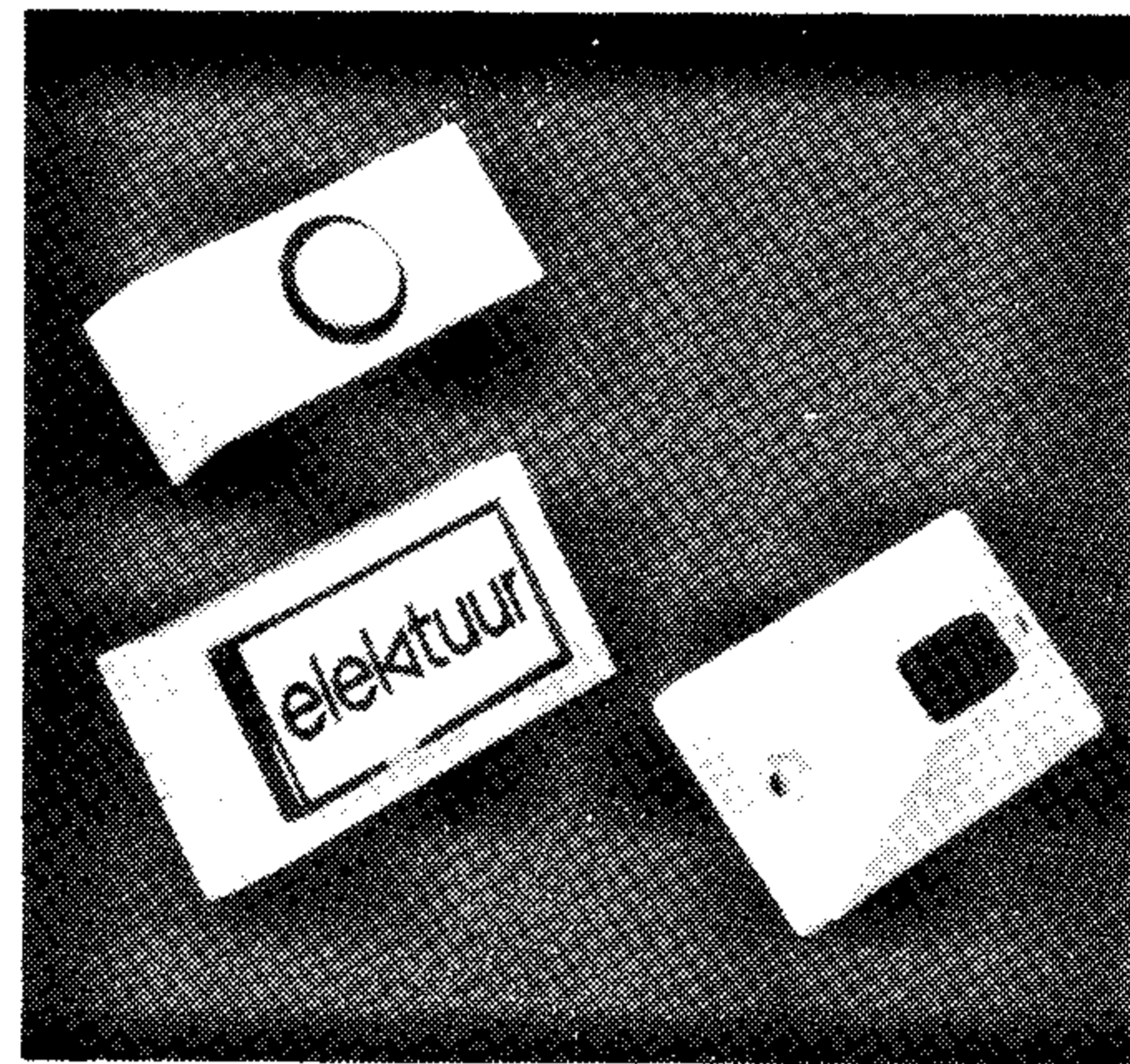
Estas salidas se unen a través de las resistencias R6...R13, al potenciómetro ajustable P2, que es la entrada del OCC (oscilador controlado por corriente) formado por T1/T2. El valor de cada resistencia junto con el de P2, determina la variación (en frecuencia) de la señal del oscilador. El resultado es un conjunto de notas cuya duración depende del tiempo que coincidan las dos

señales anteriormente citadas (reposición y reloj).

Con el fin de introducir pausas entre la secuencia de las notas, se ha dejado libre la salida «0» del contador, e igualmente para dividir cada secuencia en dos tiempos, también se ha dejado libre la salida «5» (patilla n.º 1), por tanto, la melodía tendrá siempre la misma estructura básica, independientemente de la duración de cada secuencia. Para evitar que los dos generadores se influncien y oscilen sincrónicamente, es preferible utilizar un integrado para cada oscilador (es decir, dos 4011).



timbre musical



En este artículo presentamos una alternativa interesante del «timbre politonal» (que se publica en este mismo número).

A primera vista ambos circuitos parecen similares, pero existe una diferencia básica. En el circuito del «timbre politonal», se generaba un conjunto de sonidos, de tono y duración aleatorios, mientras se mantenía pulsado el botón.

Con el circuito descrito aquí se obtiene un efecto diferente. Después de pulsar el botón, aún por breves momentos, oiremos una corta melodía. Si pulsamos continuamente el botón o lo hacemos repetidas veces, obtendremos dos efectos: diferentes melodías y mayor duración. El circuito funciona como se describe a continuación. Pulsando el botón S1, la entrada de N1 y una de las entradas de N3, se ponen a nivel bajo («0»), haciendo que la patilla número 7 de IC2 (entrada de datos A) pase a nivel alto («1»). IC2 es un registro de desplazamiento estático de 4-bits, que en cada pulso de reloj (proporcionado por el generador de reloj N4), pone a nivel «1» sucesivamente una de sus salidas. La frecuencia de reloj, es aproximadamente de 5Hz. El número de «unos» (pulsos de reloj) que llegan al

registro de desplazamiento es proporcional al tiempo que se mantenga cerrado S1.

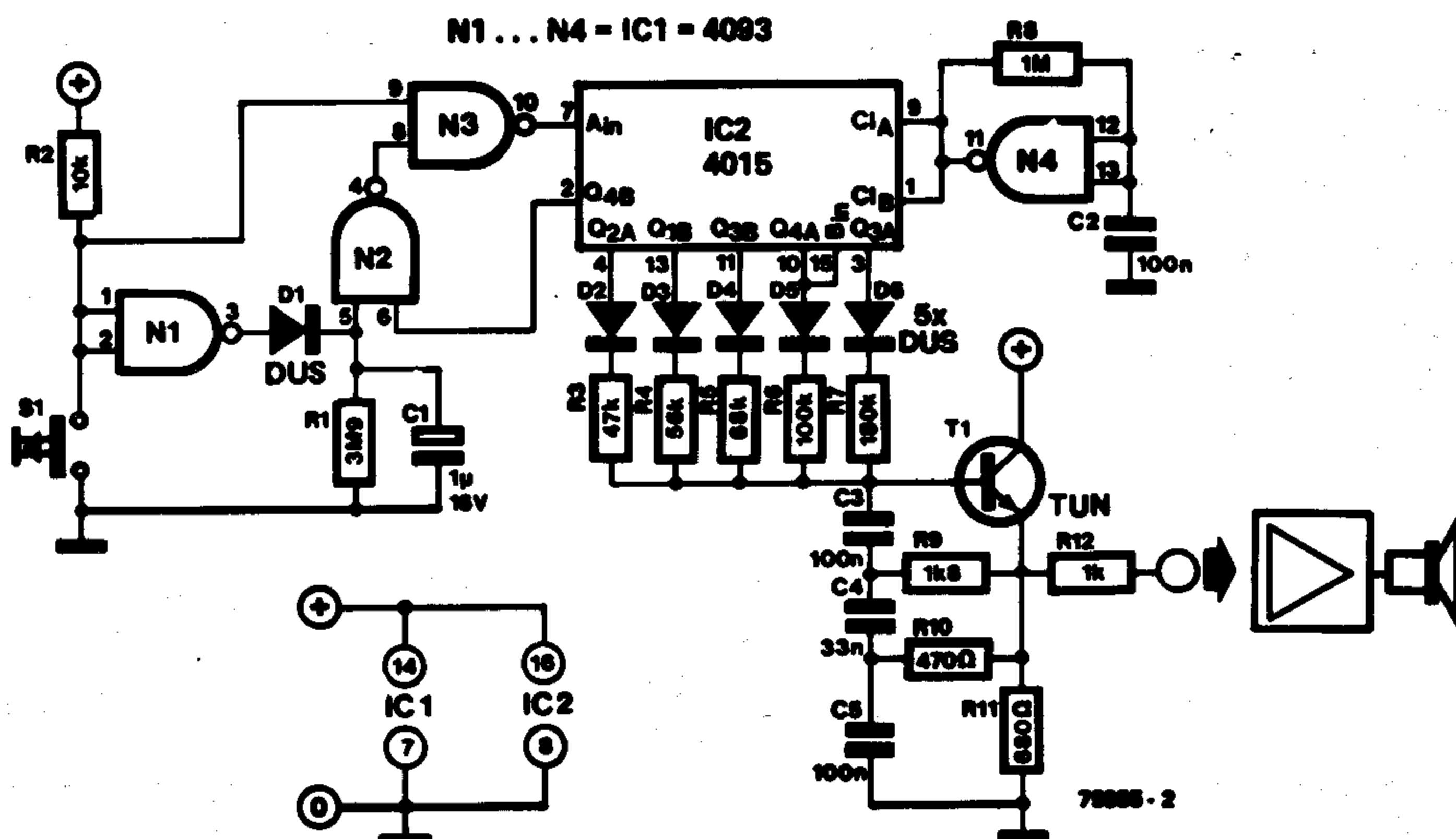
Cada vez que una de las salidas de IC2 alcanza el nivel lógico alto, una corriente alimenta (a través de la correspondiente resistencia) al oscilador controlado por voltaje (también llamado VCO) formado por el transistor T1. La variación del tono resultante dependerá del estado de las salidas de IC2. A cada nuevo impulso de reloj, el registro de desplazamiento desplazan un lugar los «unos» de sus salidas, provocando una variación del sonido. Cada vez que se pulsa el botón (S1), se introduce un nuevo impulso («1») en la entrada del registro. Una de las salidas (Q4B) realimenta al circuito a través de las puertas N2 y N3, de forma que se almacenará un «1» lógico en el bucle de realimentación. Una vez liberado el pulsador, el circuito seguirá sonando hasta que se descargue el condensador C1 (a través de R1); si pulsamos, repetidamente, el botón, el condensador C1 permanecerá cargado, haciendo funcionar el circuito continuamente.

La única diferencia entre pulsar el botón repetidas veces y mantenerlo apretado, es que de la primera forma se mandan una se-

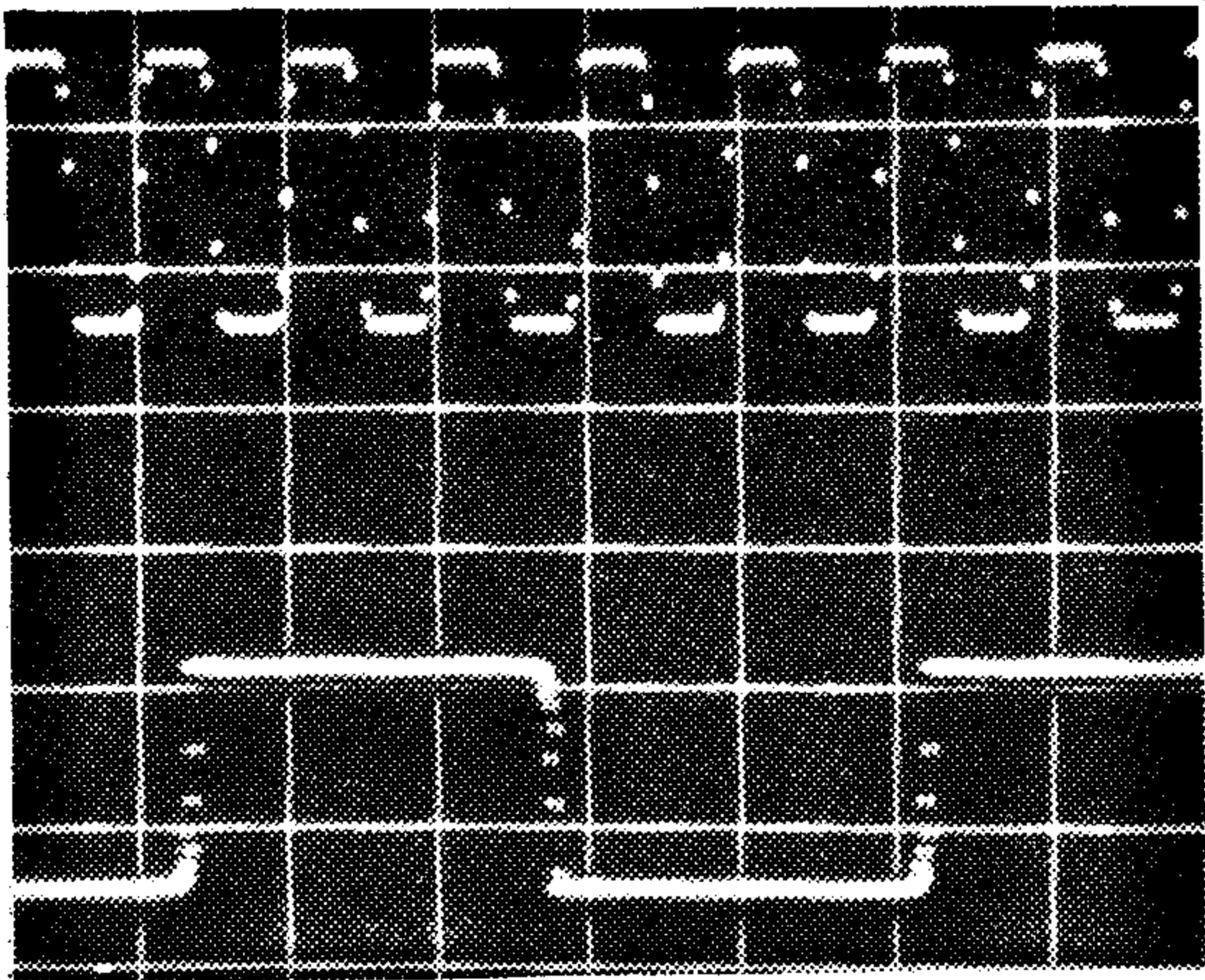
rie aleatoria de unos a la entrada del registro, produciendo, por consiguiente, una melodía diferente.

En este «timbre de puerta» es necesario acoplar una etapa amplificadora a la salida (buffer), o bien sustituir el VCO (T1, C3, C5 y R9...R12) por la etapa de salida del circuito «timbre politonal» (P2 incluido), o por la etapa de salida del «generador de sonidos» (revista n.º 1) a partir de la resistencia R9 (incluida).

La alimentación requerida por este circuito no es crítica (puede variar de 5V...15V, 10mA). Puede utilizarse la misma fuente de alimentación del «timbre politonal de puerta aleatorio».



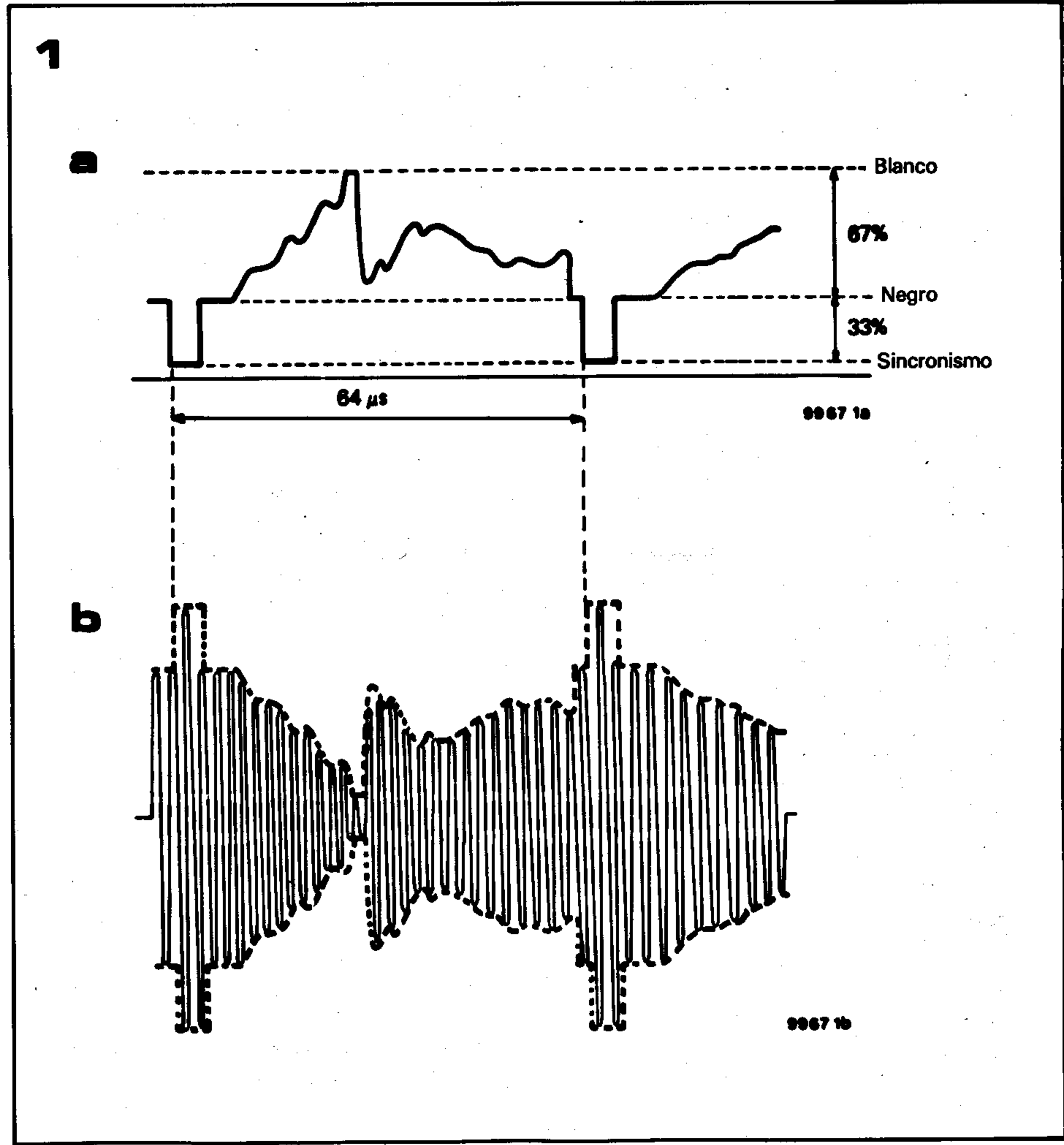
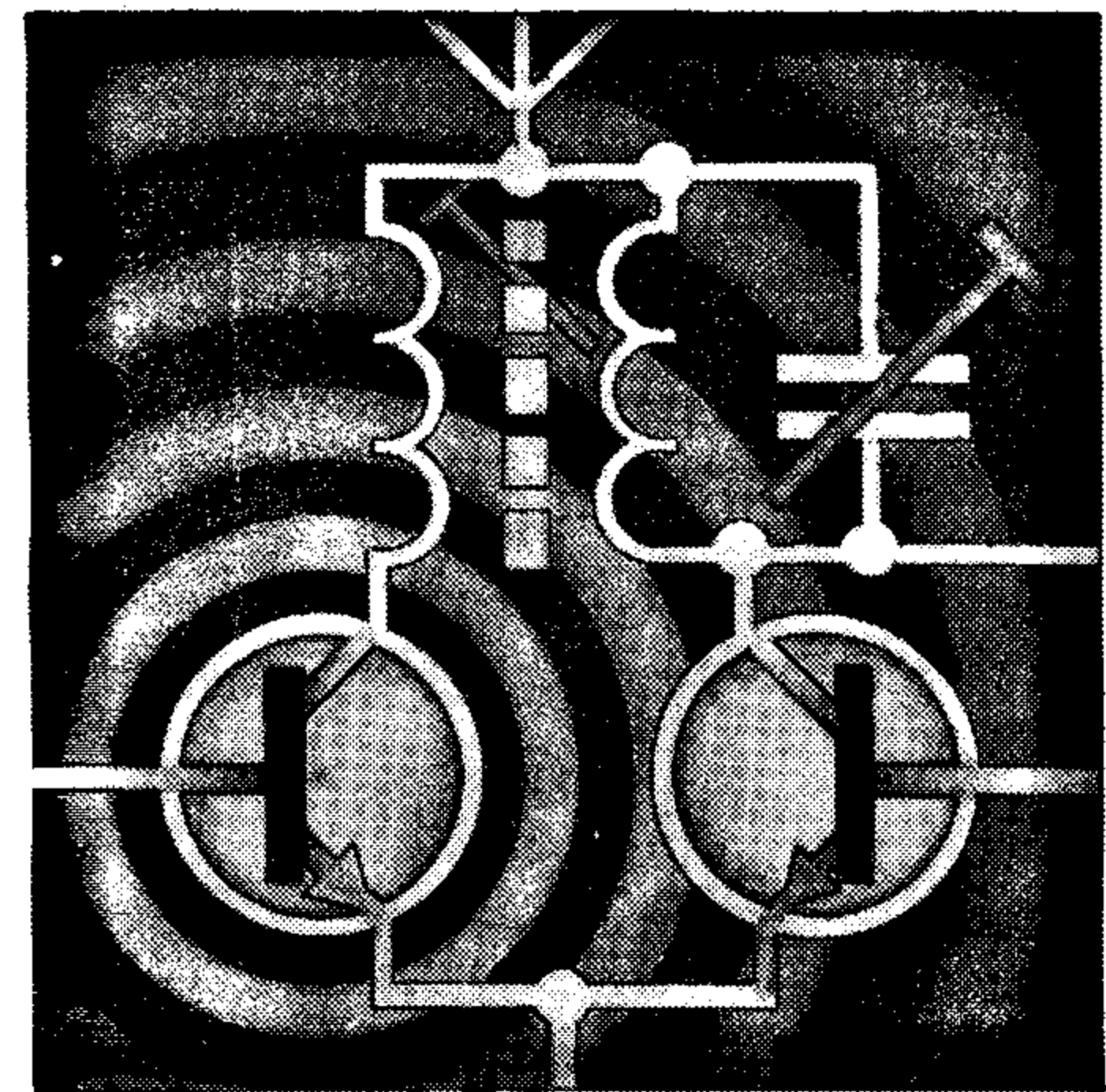
modulador VHF/UHF



Este circuito ha sido diseñado por el departamento técnico de ELEKTOR, principalmente para ser utilizado con el ordenador de juegos para televisión. Este sencillo montaje permitirá modular con una portadora de R.F. las señales de vídeo generadas por el computador de juegos (publicado en el n.º 7), con lo cual la señal producida es directamente acoplable a la entrada de antena (UHF o VHF) de un receptor de televisión convencional.

Para ilustrar el funcionamiento del modulador de televisión, será útil observar las señales típicas de vídeo y la correspondiente señal modulada de R.F., ambas representadas en la fig. 1. En la fig. 1a se muestra la forma de onda de una señal de vídeo. La máxima excursión positiva de esta señal, es conocida como «nivel de blanco», puesto que se obtiene de las áreas en blanco de cada imagen. La señal de sincronismo, obviamente estará presente en el comienzo de cada línea, y se distingue de la información de imagen por estar un 33 por 100 bajo el nivel mínimo de blanco (es decir, negro). La información de imagen se extiende del 33 por 100 (nivel negro) hasta el 100 por 100 (nivel blanco). Por supuesto, esto no es más que la descripción en forma somera, de una señal de vídeo; para definir una señal tal como las

utilizadas en la televisión comercial, sería preciso hacer un análisis más exhaustivo. La señal de R.F. modulada en amplitud por la de vídeo, se muestra en la fig. 1b. Como puede observarse se trata de una «modulación negativa», es decir, el nivel mínimo de la señal de vídeo se corresponde con el «pico» de la de R.F., y viceversa. Este tipo de modulación, sólo es apto para receptores que trabajen con impulsos negativos (modulación negativa) como ocurre en España (modulación negativa de 625 líneas) y no para sistemas de modulación positiva como, por ejemplo, el inglés de 405 líneas. En los emisores comerciales de televisión, se tiene gran cuidado de que la onda portadora de R.F. sea una señal senoidal pura, ya que de lo contrario podrían generarse señales epúreas en torno a los armónicos de la frecuencia fundamental.



3

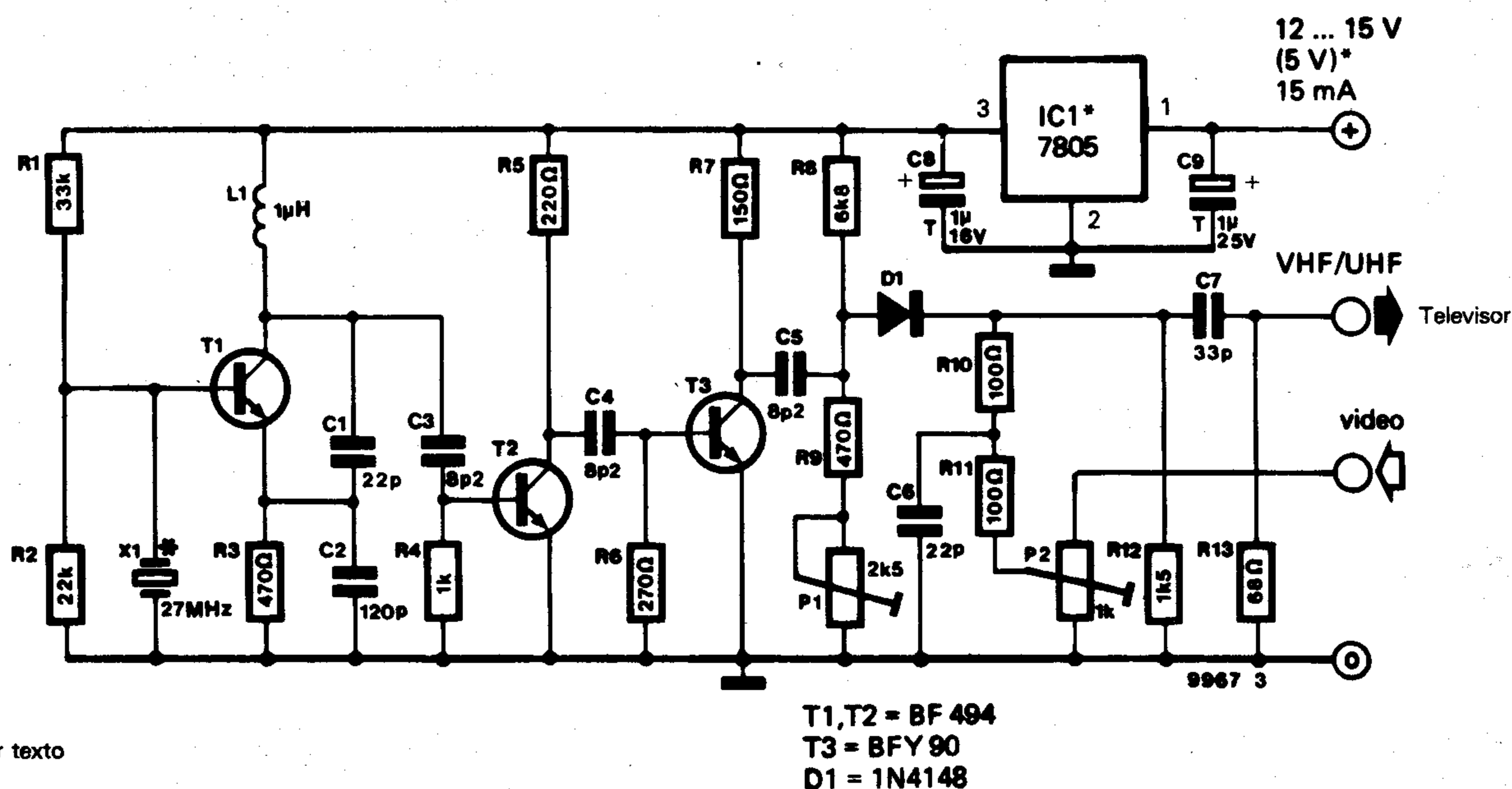


Figura 1a. Forma típica de la señal de vídeo (1 período), en la que pueden apreciarse dos tipos de información: de imagen y de sincronismo.

Figura 1b. Portadora de R.F. modulada con la señal de vídeo de la figura 1a.

Figura 2a. Espectro de una señal de televisión comercial, en la que se ha suprimido parcialmente la banda lateral inferior y la portadora.

Figura 2b. Espectro de la señal producida por un modulador de tipo doméstico, en el cual se han mantenido las dos bandas laterales y la portadora. Este mismo diagrama puede valernos para representar los múltiplos de la frecuencia fundamental (o armónicos).

Figura 3. Circuito completo del modulador de televisión. La frecuencia del cristal no es crítica, pudiendo valer cualquiera de los empleados por radioaficionados (alrededor de 27 Mhz).

Figura 4. Placa de circuito impreso y distribución de componentes para el circuito de la figura 3 (EPS 9967).

Para reducir este efecto y las pérdidas de la señal transmitida, se suprimen parcialmente la portadora y una de las bandas laterales, con lo que simultáneamente reducimos el ancho de banda de la señal emitida. Esto queda ilustrado en el diagrama de la fig. 2. En un modulador de tipo doméstico, como el que estamos viendo, no se aplica ninguno de estos criterios, ya que la señal no va a ser emitida —de esto último hemos de tener completa seguridad, puesto que está absolutamente prohibido emitir en la banda comercial—. En nuestro caso, no es necesario suprimir parcialmente la portadora ni ninguna banda lateral; al contrario, la presencia íntegra de la portadora y sus armónicos representa una gran ventaja, ya que cuando la portadora está en la banda de VHF, esto nos permite sintonizar la señal indistintamente en la banda de VHF (frecuencia de la portadora) o en la de UHF (frecuencia de los armónicos). Por esta razón, un sólo modulador es suficiente para cubrir ambas bandas, facilitando así la sintonía del receptor de televisión, puesto que la señal entregada por el modulador aparece en varios puntos (tantos como armónicos) de la banda de televisión.

Circuito del modulador

La frecuencia fundamental de la portadora la proporciona un cristal de 27 Mhz, que forma parte del oscilador construido en torno a T1 (fig. 3). Para usos no profesionales, no es necesario que el cristal sea de elevada precisión, en nuestro caso será suficiente uno de los empleados por radioaficionados o simplemente sustituirlo por un condensador de 10 nF.

La señal de salida del oscilador es amplificada por T2/T3 y diferenciada (o derivada) por tres filtros RC: C3/R4, C4/R6 y C5/(R9 + P1). La forma de onda resultante en la unión de R8 y R9 es una secuencia de impulsos transitorios que contiene una gran cantidad de armónicos, de frecuencias comprendidas entre 27 Mhz y 1Ghz.

La señal de vídeo se entrega al modulador a través de P2. La modulación de la portadora, se produce por variación de la corriente de polarización del diodo D1, la cual a su vez hace variar la impedancia del mismo. Esto provoca la modificación de los niveles de R.F. presentes en los bornes de R10, paralelamente con la amplitud de la señal de vídeo, es decir, la onda de R.F. queda modulada en amplitud. La señal de salida es desacoplada por C7 antes de llegar al conector coaxial de antena. R13 sirve para adaptar la impedancia del modulador a la del cable.

El potenciómetro P1 puede utilizarse para regular el nivel de R.F. de salida (variando la corriente de polarización del diodo). P2 regula la señal de entrada (Vídeo) y, por tanto, la profundidad de modulación.

Construcción y ajuste

La placa de circuito impreso y el trazado de las pistas se muestran en la fig. 4, esta placa se encuentra disponible en el servicio EPS de ELEKTOR, con el número 9967. Para el cristal se han previsto dos posiciones de montaje diferentes, dependiendo del formato elegido.

Debido a la alta frecuencia con que trabajara el circuito, se han dimensionado generosamente los puntos de masa del mismo, beneficiándose con ello la estabilidad del montaje. Para evitar influencias entre las diferentes partes del circuito, deberán separarse las etapas del oscilador y modulador, mediante un apantallado con papel de estaño o placa de circuito impreso.

El circuito completo se montará en el interior de una caja metálica (imprescindible), para evitar radiaciones parásitas a otros receptores (o incluso al propio circuito del computador de juegos).

El circuito puede alimentarse con una tensión sin estabilizar de 12 a 15 voltios, ya que el propio montaje posee un integrado que estabiliza la tensión a +5V. Si se dispone de una fuente exterior (de +5V estabilizados),

Lista de componentes

Resistencias

- R1 = 33 k
- R2 = 22 k
- R3,R9 = 470 Ω
- R4 = 1 k
- R5 = 220 Ω
- R6 = 270 Ω
- R7 = 150 Ω
- R8 = 6k8
- R10,R11 = 100 Ω
- R12 = 1k5
- R13 = 68
- P1 = 2k5 (2k2)
- Potenciómetro
- P2 = 1 k Ajustable

Condensadores

- C1,C7 = 33 p
- C2 = 120 p
- C3,C4,C5 = 8p2
- C6 = 22 p
- C8,C9 = 1 μ/16 V Tantaló

Semiconductores

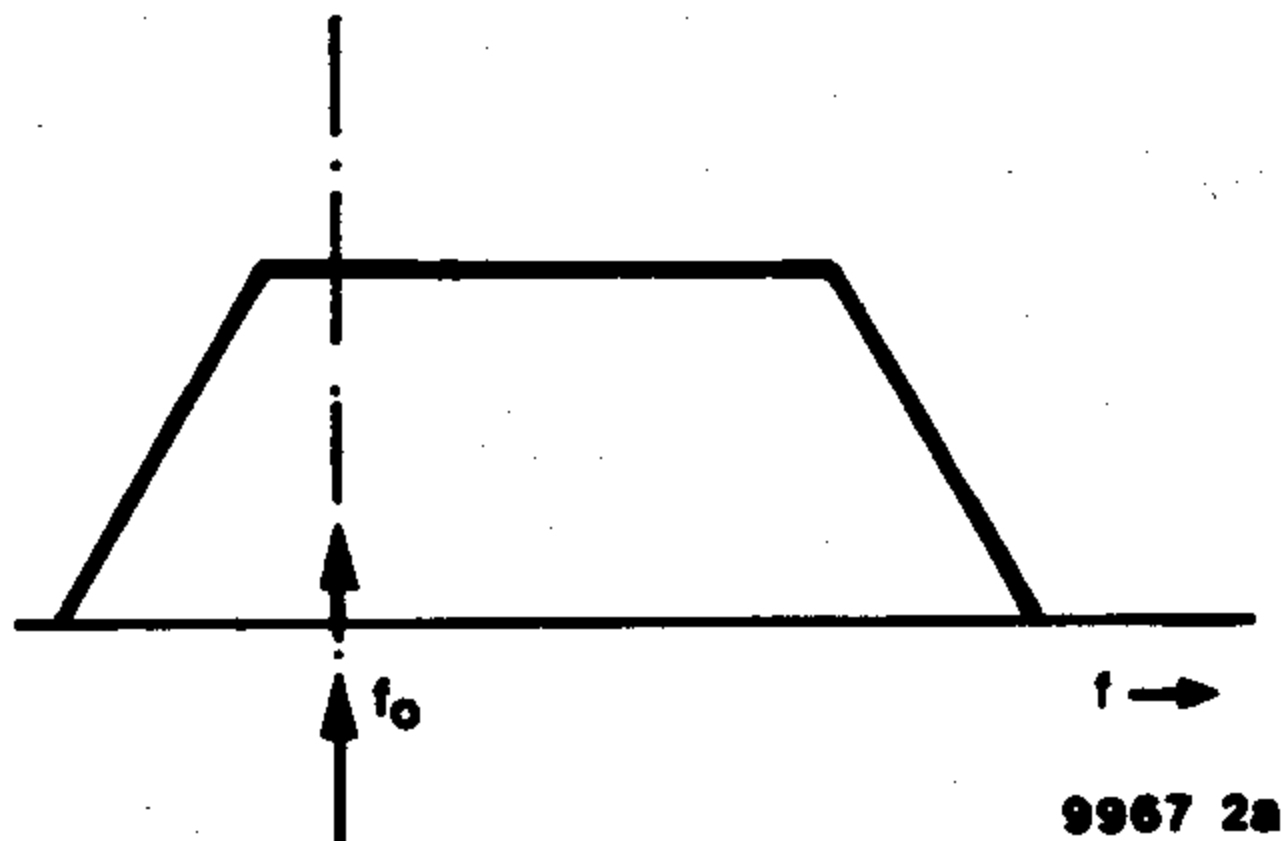
- T1,T2 = BF 194, BF 195, BF 254, BF 255, BF 494, BF 495.
- T3 = BFY 90
- D1 = 1N4148
- IC1 = 7805 Ver texto

Varios

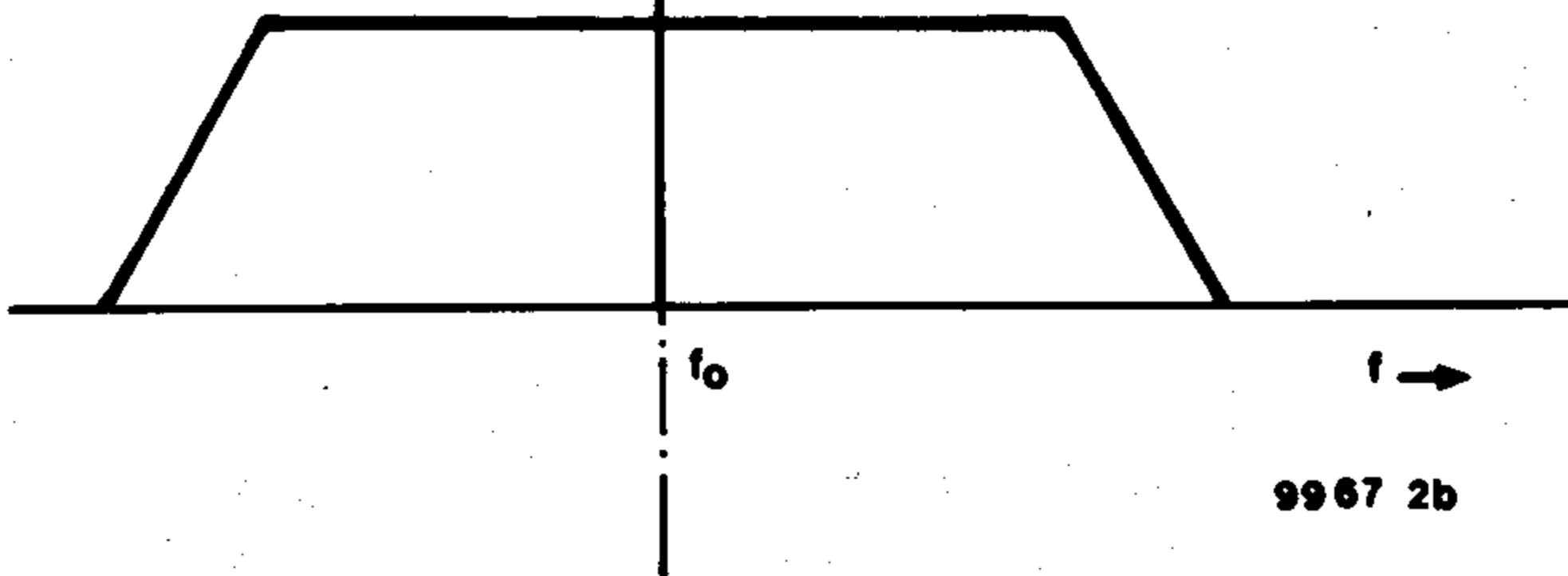
- L1 = 1 μH
- X1 = Cristal de 27 Mhz aproximadamente (o X1 = condensador de 10 nF, ver texto)

2

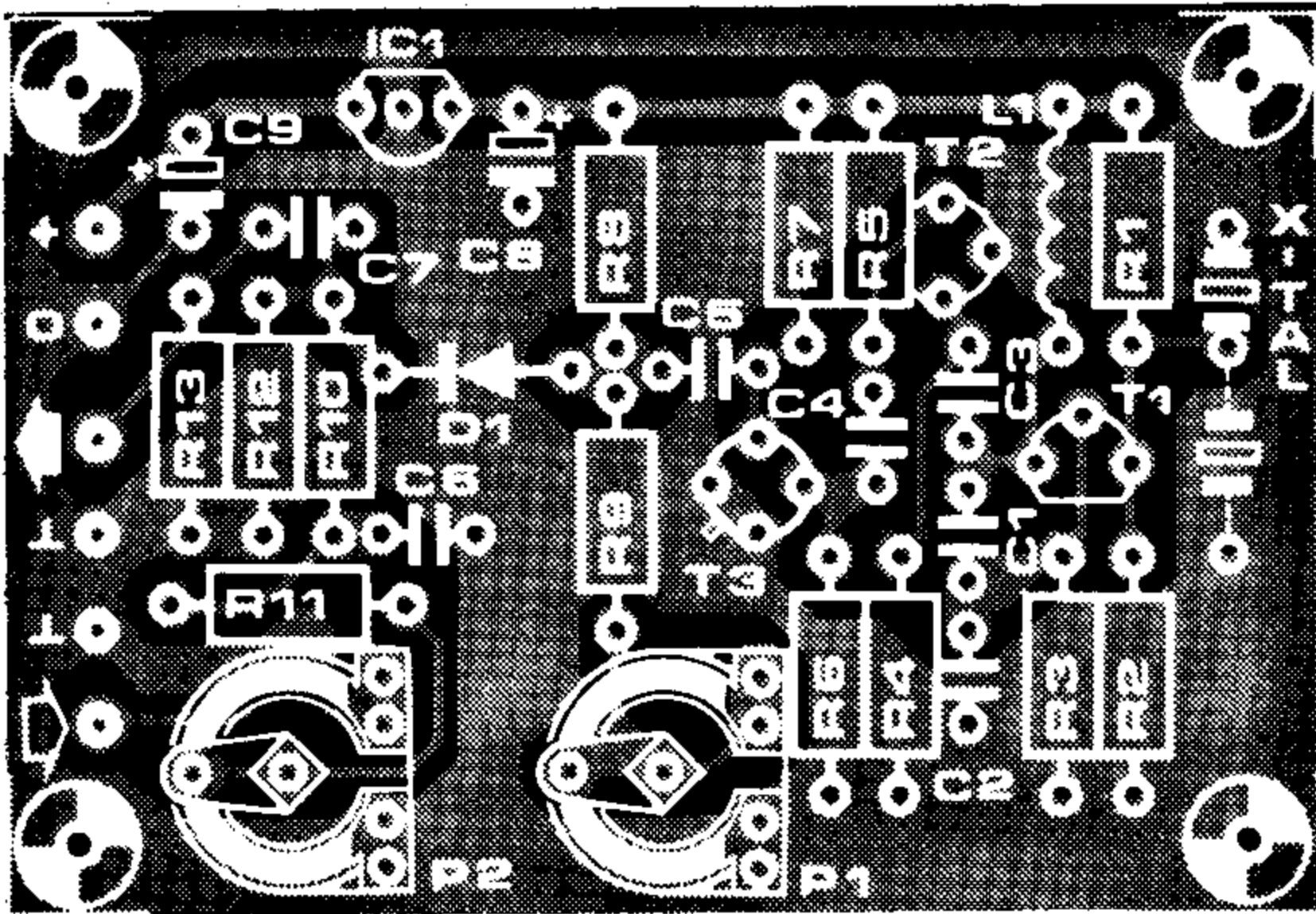
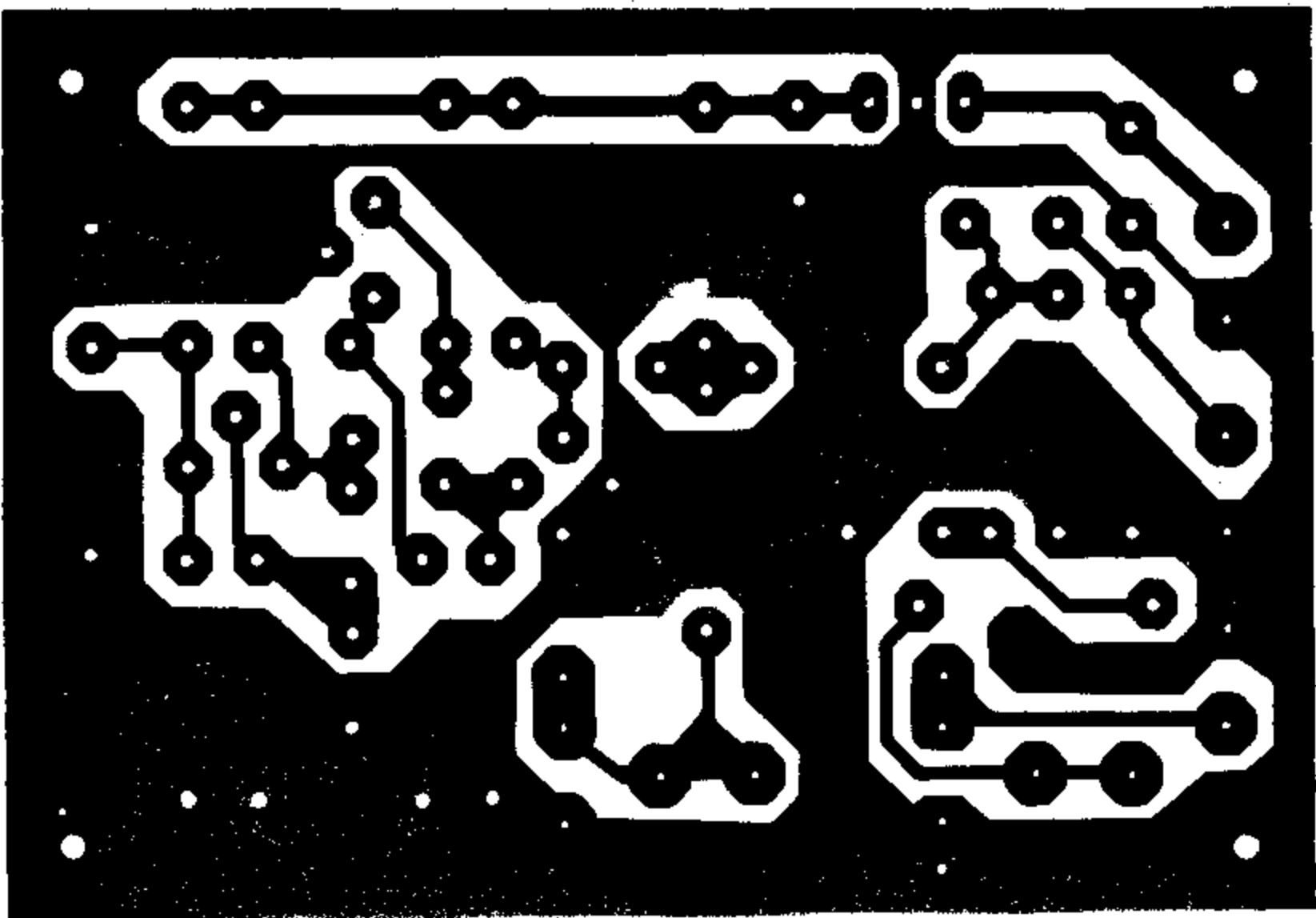
a



b



4

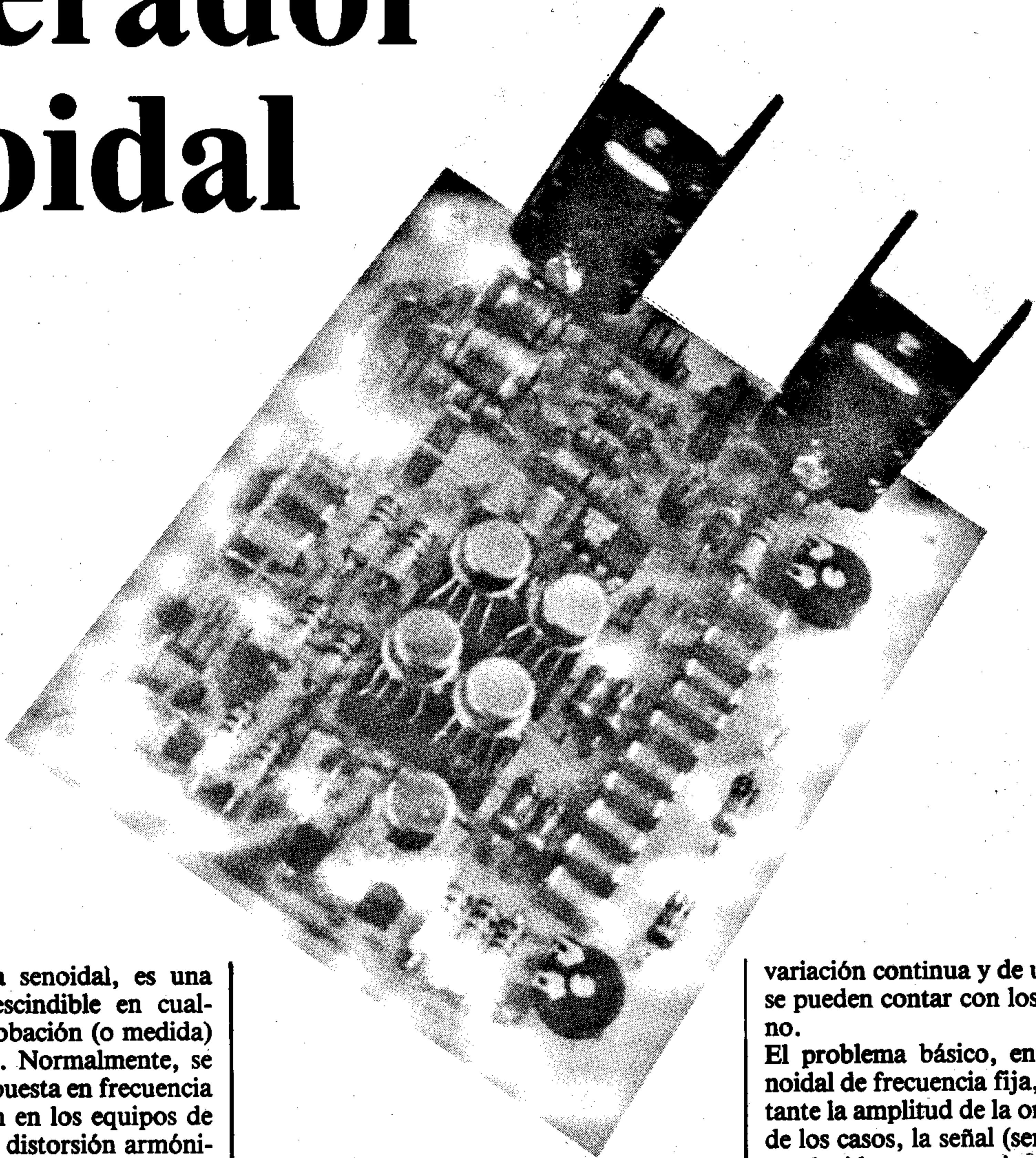


también se podrá alimentar el circuito a partir de ella. En este caso se eliminará IC1, y se hará un puente en la placa de circuito impreso entre los dos orificios exteriores donde va insertado este componente (préstese atención para no hacer el puente a masa). El ajuste del modulador es extremadamente simple. En primer lugar hay que conectar el modulador a la entrada de antena del televisor, mediante el cable coaxial de 75 ohmios y a continuación se dará tensión al circuito y se encenderá el televisor. Con P1 en la mitad de su recorrido se tratarán de sintonizar (en el televisor) en uno de los armónicos de la portadora. Cuando la señal portadora de R.F. sea captada por el televisor, se oscurecerá la pantalla y desaparecerá el ruido parásito (propio de la banda). Una

vez realizada esta operación correctamente (pantalla sin parásitos ni ruidos de fondo) se conectará la señal de video a la entrada del modulador y se ajustará P2 para que dicha señal no exceda de 3 voltios pico a pico. Seguidamente, sintonizaremos el receptor a la banda lateral que dé mejor imagen. Si la banda lateral (o la sintonía) es la incorrecta, la imagen tenderá a hacerse «negativa». Puede suceder que la imagen pierda el sincronismo vertical («ruede»), lo cual se corregirá ajustando P1. P2 se utiliza para ajustar el contraste (variando el nivel de la señal de video) si bien, no debe sobrepasarse un cierto límite, so pena de sobrecargar el modulador (imagen muy brillante o negativa). Finalmente, e insistiendo una vez más, la salida del modulador se conectará a la toma

de antena del televisor mediante un cable coaxial. Esto es realmente importante, ya que si utilizamos cable sin apantallar o cualquier otro tipo de conductor, éste actuaría como antena, radiando una emisión parásita (interfiriendo) lo cual podría ser motivo para recibir una «inesperada visita» de un funcionario del Ministerio de Transportes y Comunicaciones.

generador senoidal



Un generador de onda senoidal, es una herramienta casi imprescindible en cualquier trabajo de comprobación (o medida) de equipos electrónicos. Normalmente, se utiliza para medir la respuesta en frecuencia y el factor de distorsión en los equipos de audio. En particular, la distorsión armónica está considerada como uno de los parámetros más importantes que determina las características de un amplificador de audio. Para realizar medidas de este tipo, es preciso que la señal de prueba tenga la mínima distorsión posible. De hecho, la distorsión de la onda senoidal ha de ser de orden inferior a la introducida por el amplificador. Además, la frecuencia debe ser extremadamente estable, de lo contrario, tendríamos que estar ajustando, continuamente, el filtro de corte (notch filter) del medidor (ver artículo 108 en el número 4/5 de ELEKTOR). La estabilidad en la amplitud de la onda generada es de importancia secundaria en las medidas de distorsión, sin embargo, existen otro tipo de mediciones en las que es imprescindible.

¿Variación continua o frecuencias discretas?

Si se satisfacen los parámetros anteriormente citados (amplitud constante, estabilidad de frecuencia, y mínima distorsión), desafortunadamente queda excluido el ajuste continuo de frecuencia en el generador de onda senoidal. Es cierto que existen aparatos que cumplen estas condiciones, pero como siempre, son excesivamente complejos y caros. Por otra parte, el número de ellos comercialmente disponibles (con

Muy a menudo se realizan mediciones en las que se requiere una fuente de señal lo más parecida posible a una onda senoidal perfecta. En estos casos, no sólo se pide una amplitud de señal completamente estable, sino, además: bajo factor de ruido, mínima distorsión y ausencia de «zumbidos». El generador de onda senoidal que se describe en este artículo, proporciona una señal con una distorsión armónica inferior al 0,0025 por 100, y una amplitud constante dentro del 1 por 100.

variación continua y de una cierta calidad), se pueden contar con los dedos de una mano.

El problema básico, en un generador senoidal de frecuencia fija, es mantener constante la amplitud de la onda. En la mayoría de los casos, la señal (senoidal) de salida es producida por un circuito oscilador (1). Esencialmente, un oscilador es un amplificador con realimentación positiva, que incluye en su «lazo» de realimentación un filtro, casi siempre del tipo resistencia condensador (RC). En el ejemplo del oscilador en puente de Wien de la fig. 1, la realimentación positiva se aplica a la entrada no-inversora del amplificador operacional, a través de un filtro RC, y la realimentación negativa a la entrada inversora mediante un divisor de tensión formado por R_o y un «termistor NTC» (Resistencia de coeficiente negativo de temperatura).

Si la realimentación negativa supera a la positiva, la salida del amplificador «caerá», interrumpiendo con ello las oscilaciones; si predomina la positiva, la salida del amplificador aumentará hasta entrar en saturación. En este caso, ambas situaciones se evitan gracias al «termistor» que estabiliza el sistema de la siguiente forma: cuando

(1) Para aclarar el concepto diremos que un generador senoidal no, necesariamente, ha de contener un oscilador. La onda senoidal puede obtenerse, filtrando una onda cuadrada por un oscilador externo. Como seguidamente veremos, si la onda cuadrada se obtiene de la salida del generador sinusoidal, éste último deberá, evidentemente, contener un oscilador.

Especificaciones

Distorsión armónica $< 0.005\%$
para $f = 40 \text{ Hz} \dots 10 \text{ kHz}$

$U_o \leq 6 \text{ V}_{pp}$

$R_L > 600 \Omega$ (Salida I)

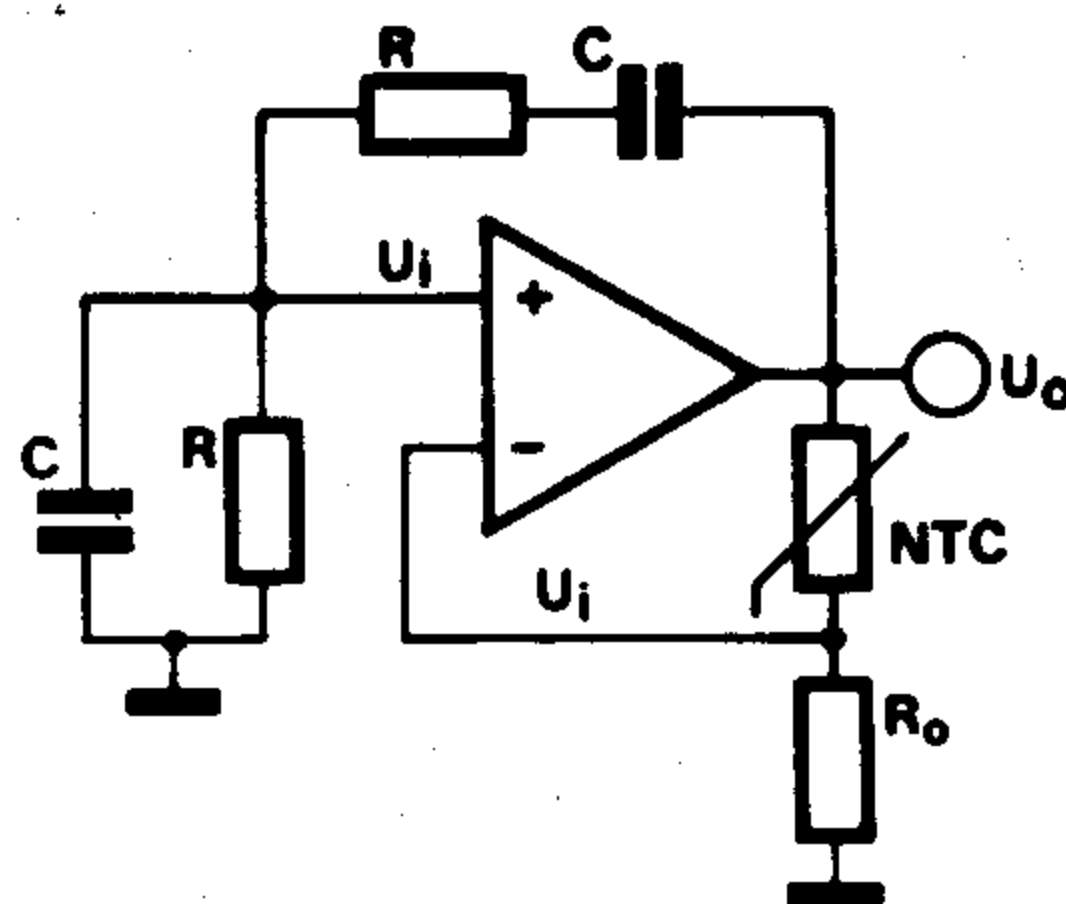
$R_L > 47 \Omega$ (Salida II)

Típico 0.0025% Caída lineal con la amplitud

Estabilidad de frecuencia $\frac{\Delta f_{osc}}{f_{osc}} < 0.01\%$

Estabilidad de amplitud $\frac{\Delta A}{A} < 0.1\%$

1



9948-1

$$\left[\frac{U_i}{U_o} \right]_{f_o} = k \approx \frac{1}{3}$$

$$R_{NTC} = R_o \frac{1-k}{k} \approx 2R_o$$

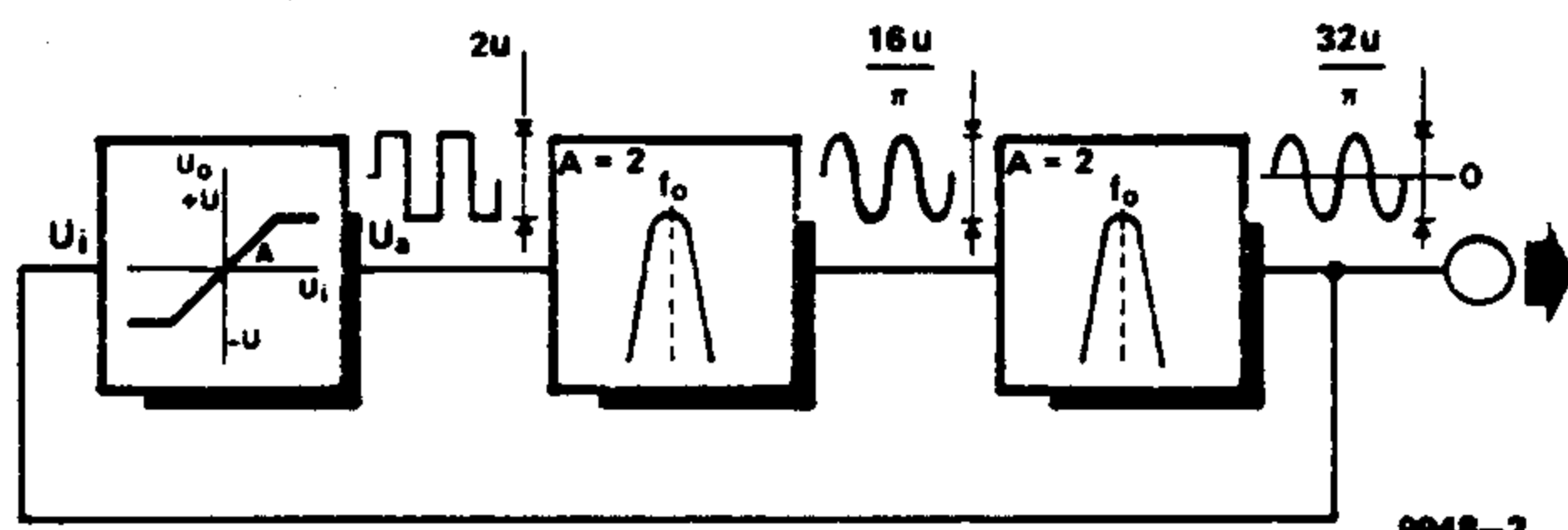
$$f_o = \frac{1}{2\pi RC}$$

Figura 1. Principio básico del oscilador en puente de Wien.

Figura 2. Diagrama de bloques simplificado del oscilador empleado en este generador senoidal.

Figura 3. Respuesta de amplitud (a) y de fase (b) del filtro pasabanda empleado en el generador senoidal. Las curvas «1» pertenecen a la respuesta obtenida con un Q bajo y las «2» con un Q alto. La respuesta de dos de estos filtros conectados en cascada, puede hallarse sumando individualmente las curvas de amplitud y fase de cada filtro.

2

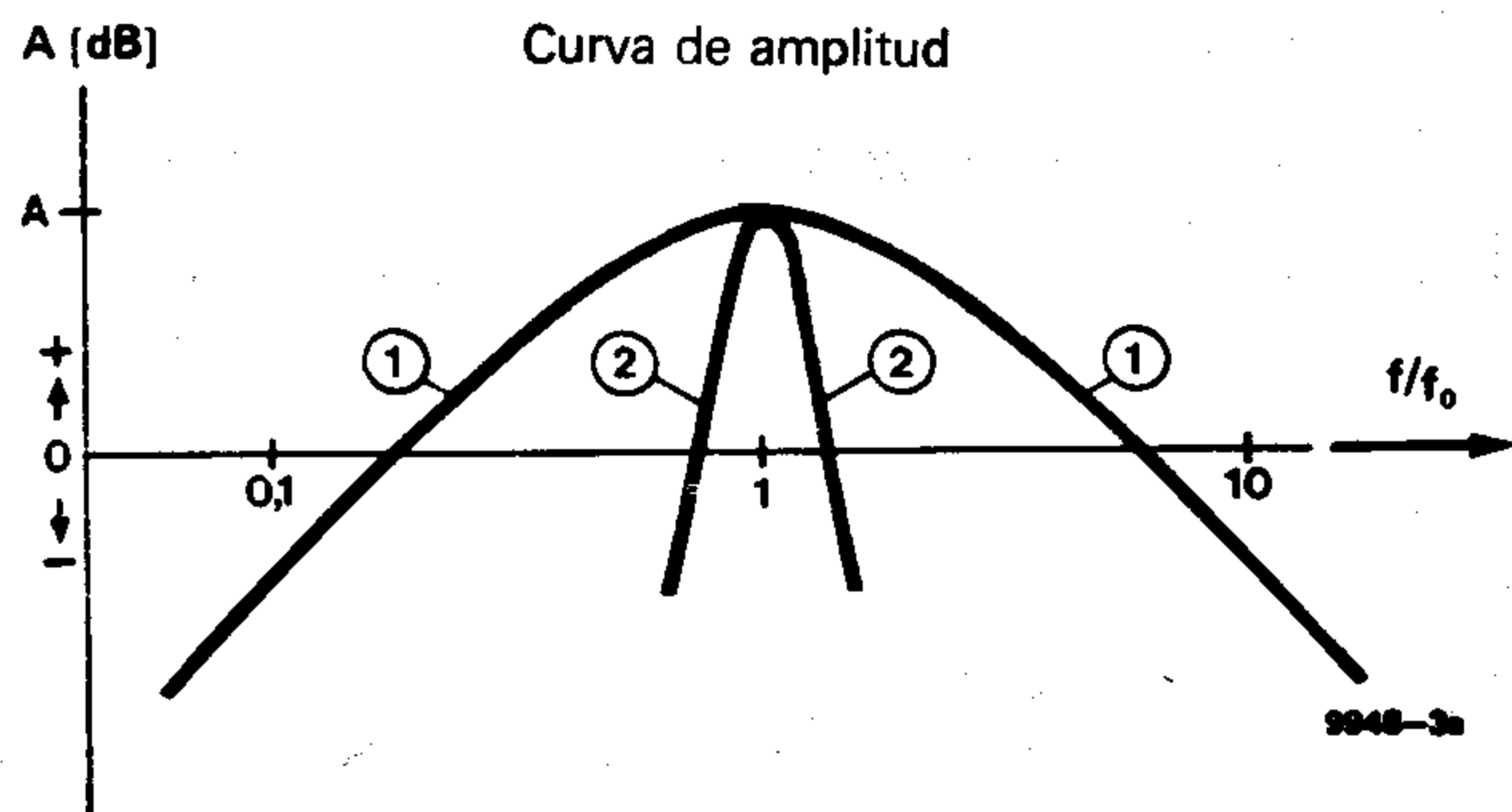


9948-2

aumenta la tensión de salida, la corriente que atraviesa el termistor hace incrementar su temperatura, y a consecuencia de ello disminuye su resistencia. Esto provoca un aumento en la realimentación negativa, lo que automáticamente reduce la ganancia del amplificador operacional.

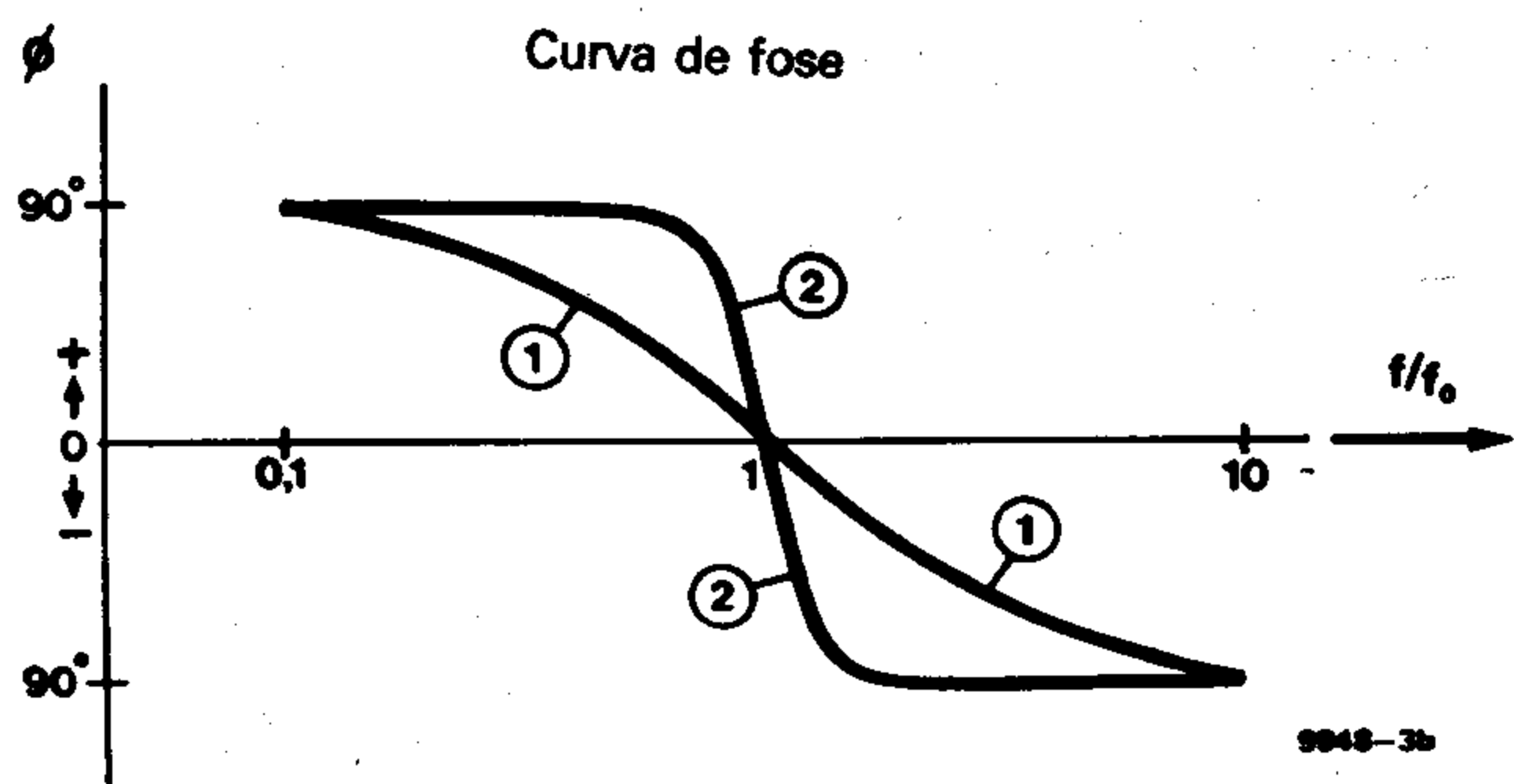
Contrariamente, si la tensión de salida del amplificador operacional disminuye, el termistor aumenta su resistencia, ya que disipa una menor cantidad de calor y, por tanto, la realimentación negativa disminuye. Si damos los mismos valores a la resistencia y al condensador en ambos brazos del puente Wien, la proporción de la tensión de salida que circulará por el lazo de realimentación positiva, a la frecuencia de resonancia (f_o) del oscilador, será $1/3$. La tensión de salida del oscilador se ajustará de forma que la resistencia del termistor (o NTC) sea igual a $2 R_o$. Lógicamente, si utilizamos un potenciómetro doble o dos condensadores en tandem, podremos ajustar la frecuencia del oscilador continuamente, ya que con ello variamos la constante del filtro RC en ambos brazos del puente. Sin embargo, en la práctica resulta imposible obtener potenciómetros o condensadores dobles sin deriva, es decir, que varíen simétricamente con exactitud. Esta deriva en los brazos del puente de Wien, se traduce en una alteración del factor (k) de realimentación positiva. El resultado es que la resistencia del NTC, prevista en un principio, no se adapta a las nuevas condiciones (véase fig. 1). Variando la frecuencia del oscilador, se modifica la amplitud de la señal de salida, y lo que es más, la amplitud de la señal a la nueva frecuencia (una vez se ha restablecido la proporción entre la realimentación

3a



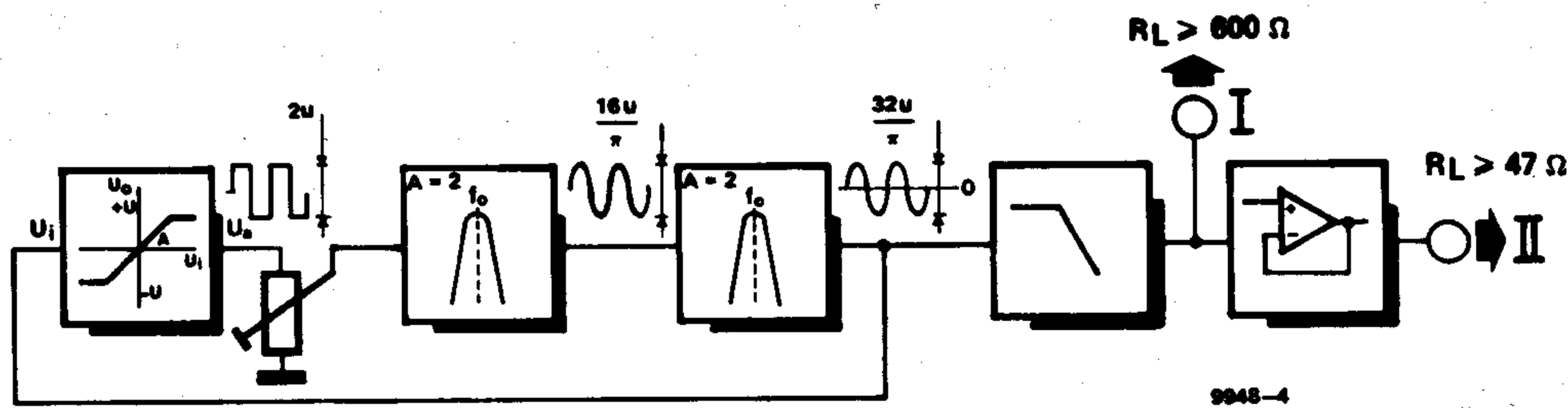
9948-3a

3b

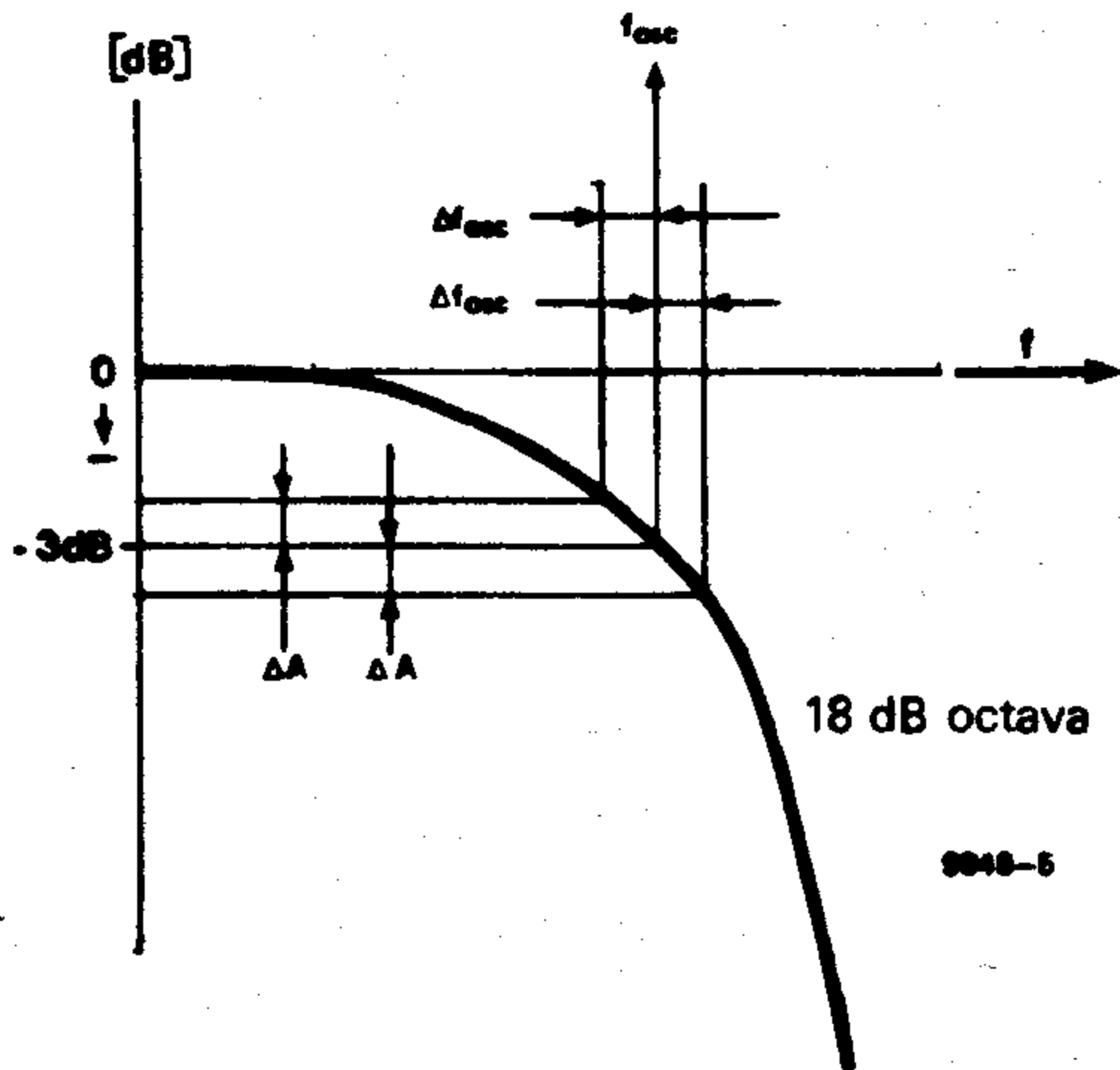


9948-3b

4



5



positiva y negativa) difiere de la obtenida antes de variar la frecuencia.

El amplificador operacional no es la única fuente de distorsión (ésta se puede contrarrestar con una alta ganancia en lazo abierto), el parámetro que más afecta al circuito es la característica de transferencia tensión/corriente del termistor, al no ser completamente lineal. Se pueden emplear otros componentes en lugar del NTC: lámparas de filamento, redes diodo-resistencia y FETs; pero éstos tampoco son perfectos y sólo se utilizarán cuando no se requiera gran exactitud (usos generales), sin embargo, cuando se quiere obtener una cierta precisión resultan inaceptables (introducen demasiado error). Por esta razón, la solución más común es sustituir el sistema de variación continua de frecuencia, por un cierto número de interruptores que conmuten la frecuencia de salida. Básicamente, este sistema funciona mediante varios osciladores (que se conectan y desconectan con los citados interruptores) diseñados para producir (óptimamente) una única frecuencia. Con ello se resuelve el problema de las inestabilidades de amplitud producidas en los osciladores de frecuencia variable.

Teniendo en cuenta los puntos anteriores, y que el precio de un generador senoidal variable de alta calidad, está alrededor de las 100.000 pesetas, es evidente, que un aparato comercial no entra dentro de las posibilidades del aficionado. Sin embargo, no hay porqué renunciar a poseer uno de estos aparatos, y para ello este artículo brinda la oportunidad de construir uno, a un precio ridículo en relación a sus prestaciones.

Generador senoidal de frecuencia única

El principio básico de este generador, nos debe ser familiar, gracias al circuito (n.º 112) publicado en el número 4/5. El diagrama de bloques de la fig. 2, muestra las funciones básicas de cada parte del circuito. Un generador de onda cuadrada asimétrica, alimenta a un cierto número de filtros selectivos, conectados en cascada (en este caso dos), que eliminan el contenido en armónicos de la onda cuadrada, dejando solo la fundamental (sinusoidal), más o menos pura. La señal así obtenida se utiliza para «disparar» el generador de onda cuadrada del que procede. La amplitud de la onda se recorta hasta el valor de $\pm u$ antes de atacar al generador de onda cuadrada, para así mantener las oscilaciones. Sin embargo, para que esto suceda han de cumplirse dos condiciones: las señales de entrada y salida deberán estar en fase; esto implica que la corrección de fase introducida por el filtro ha de ser de 0° ó 360° (y sus múltiplos). No tendremos en cuenta el desfase producido por el circuito de recorte. La segunda condición es que la ganancia del bucle, a la frecuencia de oscilación (f_{osc}), sea mayor que 1. Esta ganancia es el producto de las ganancias del circuito limitador, de los filtros selectivos y del atenuador que pueda incluirse en el sistema. En la fig. 2, la frecuencia central de los dos filtros es la misma, por tanto, $f_{osc} = f_0$. Al no tener ganancia infinita, la salida del circuito de recorte no es una onda cuadrada perfecta. Estrictamente hablando, es una senoide recortada que tiene más en común con una forma de onda trapezoidal que con una cuadrada.

Figura 4. Diagrama de bloques completo del generador senoidal.

Figura 5. Efecto producido sobre la estabilidad de amplitud al variar la pendiente y la frecuencia del filtro paso-bajo.

Figura 6. Circuito completo del generador senoidal.

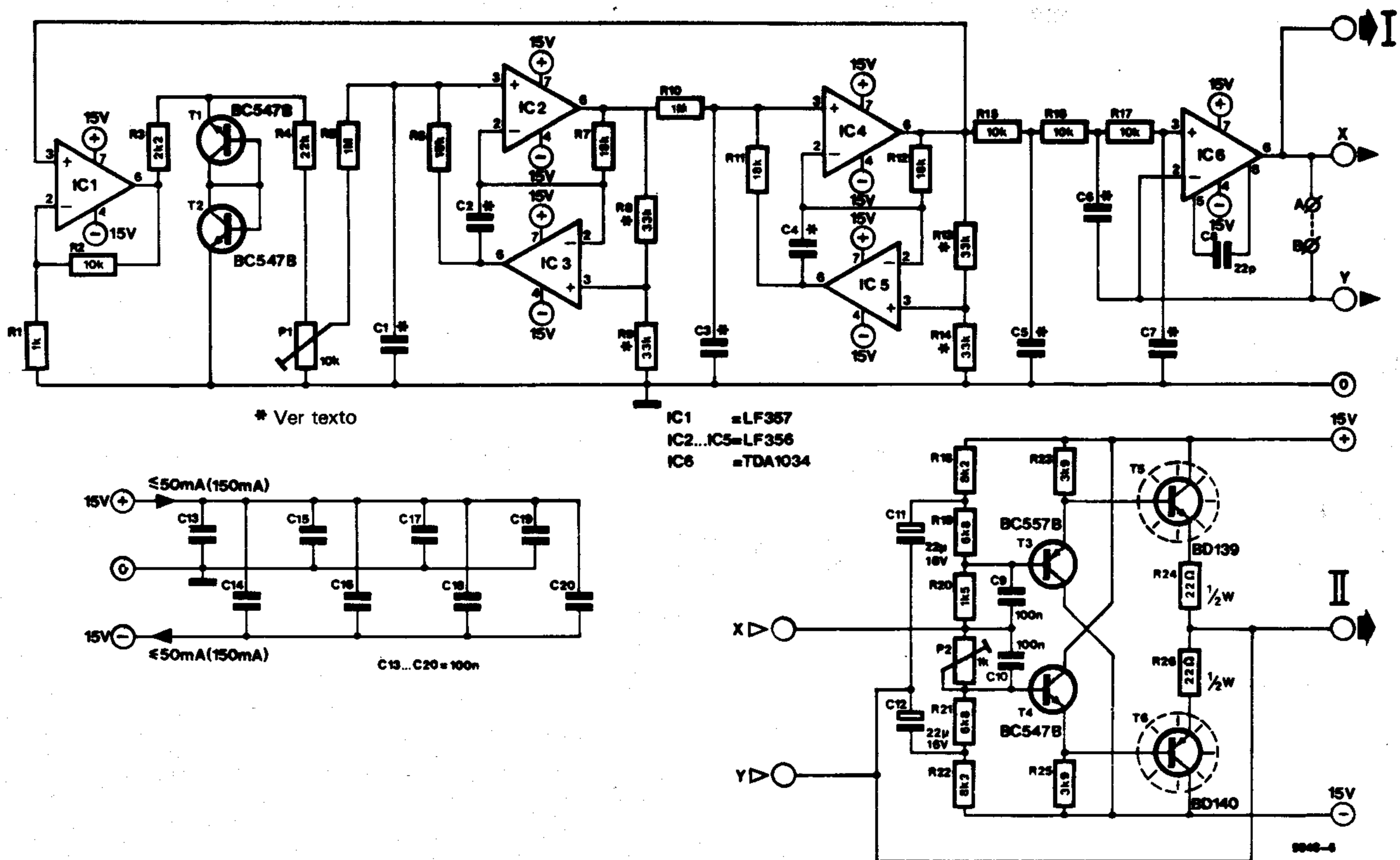
Pero esto es una ventaja, ya que este tipo de onda no precisa el filtro de armónicos que requeriría una onda cuadrada perfecta. En la fig. 3a se presenta la curva de amplitud de los filtros empleados en este circuito y en la 3b la curva de fase (Respuesta espectral de Bode). La respuesta de conjunto de los filtros conectados en cascada, puede obtenerse uniendo las diferentes curvas de cada filtro en los puntos donde actúa. La frecuencia de resonancia del sistema es aquella, en la que la curva combinada de fase corta al eje x. Sin embargo, al existir dos filtros (de frecuencias centrales f_{01} y f_{02}), la frecuencia de resonancia del sistema se desplaza ligeramente, siendo su valor: $F_{osc} = \sqrt{f_{01} f_{02}}$. La amplitud de los valores presentados en la fig. 2, se tomaron, suponiendo una onda cuadrada perfecta a la salida del limitador y una ganancia (en resonancia) para cada filtro de 2. Las fórmulas que cuantifican esta ganancia se darán en la parte final de este artículo (apéndice 2).

Diseño práctico

El diagrama de bloques del circuito práctico se presenta en la fig. 4 y en la fig. 6 se da el circuito completo. En contraste con el diagrama de la fig. 2, el de la 4 contiene: un atenuador variable (un potenciómetro), un filtro pasa-bajo, y una etapa amplificadora (buffer) de salida.

Para variar la amplitud de la señal en la salida, se ha dispuesto un potenciómetro. Si en esta etapa, no dispusiéramos de ningún tipo de control de nivel, nos expondríamos a que un impulso de excesiva amplitud en la entrada, sobrecargase los filtros, produ-

6



ciendo un recorte en la señal de salida. La etapa de salida asegura una baja distorsión en la salida, aún en condiciones extremas de funcionamiento. Esto es consecuencia lógica de combinar una etapa amplificadora de salida (Buffer) y un filtro paso-bajo de 18db/octava (éste sólo requiere tres resistencias y tres condensadores extras). Si calculamos, exactamente, la frecuencia de trabajo del filtro, de forma que coincida con la del oscilador, obtendremos una mayor supresión de armónicos, sin aumentar la pérdida de tensión o afectar la estabilidad de la señal de salida. Un último punto requiere de una mayor explicación (véase fig. 5). Si aceptamos que la frecuencia del oscilador puede variarse con un factor de $\pm \Delta f_{osc}$ (la estabilidad de frecuencia es por tanto:

$$\frac{\Delta f_{osc}}{f_{osc}} \times 100\%$$

entonces, la salida del filtro paso-bajo variará entre: $\pm \Delta A$. Lo que nos indica, que la amplitud de salida no sólo se verá afectada por las variaciones del propio oscilador, sino también por las variaciones de frecuencia. Afortunadamente, sin embargo nuestro oscilador posee una extrema estabilidad y un «deslizamiento» del filtro paso-bajo despreciable, por lo que estos efectos no tendrán importancia. El circuito completo del generador senoidal, se presenta en la fig. 6.

El circuito de recorte, está formado por IC1 (que tiene una ganancia de 11), R3 y T1/T2 que funcionan como diodos zener asimétricos. La tensión «trapezoidal» en el

punto de unión de R3 y R4, es atenuada por R4 y P1 y enviada al primer filtro selectivo, compuesto por IC2, IC3, R4...R9, C1 y C2. El segundo filtro pasa-banda (IC4, IC5, R10...R14, C3, C4) es idéntico al primero.

En el apéndice 1, se hará una discusión más detallada sobre estos filtros.

Los componentes que determinan la frecuencia central del filtro pasa-bajo son R15, R16, R17, C5, C6 y C7, mientras que IC6 hace de seguidor de emisor simétrico, podemos conectar a la salida de IC6 el circuito de la fig. 6 (T3, T4, T5, T6), que trabaja con impedancias de hasta 47 ohmios. Si no se van a utilizar impedancias tan bajas, puede omitirse el seguidor de emisor, puentando A y B, y tomando la salida de los puntos I y II, en los que la impedancia (ahora) es de 600 ohmios.

La frecuencia del oscilador queda determinada por los componentes, C1...C7, según las fórmulas:

$$C1 = C2 = C3 = C4 = \frac{8.842}{f_{osc}};$$

$$C5 = \frac{22}{f_{osc}}; \quad C6 = \frac{56}{f_{osc}}; \quad C7 = \frac{3.9}{f_{osc}}$$

Donde la frecuencia está kHz y la capacidad en nanofaradios (nF).

Construcción

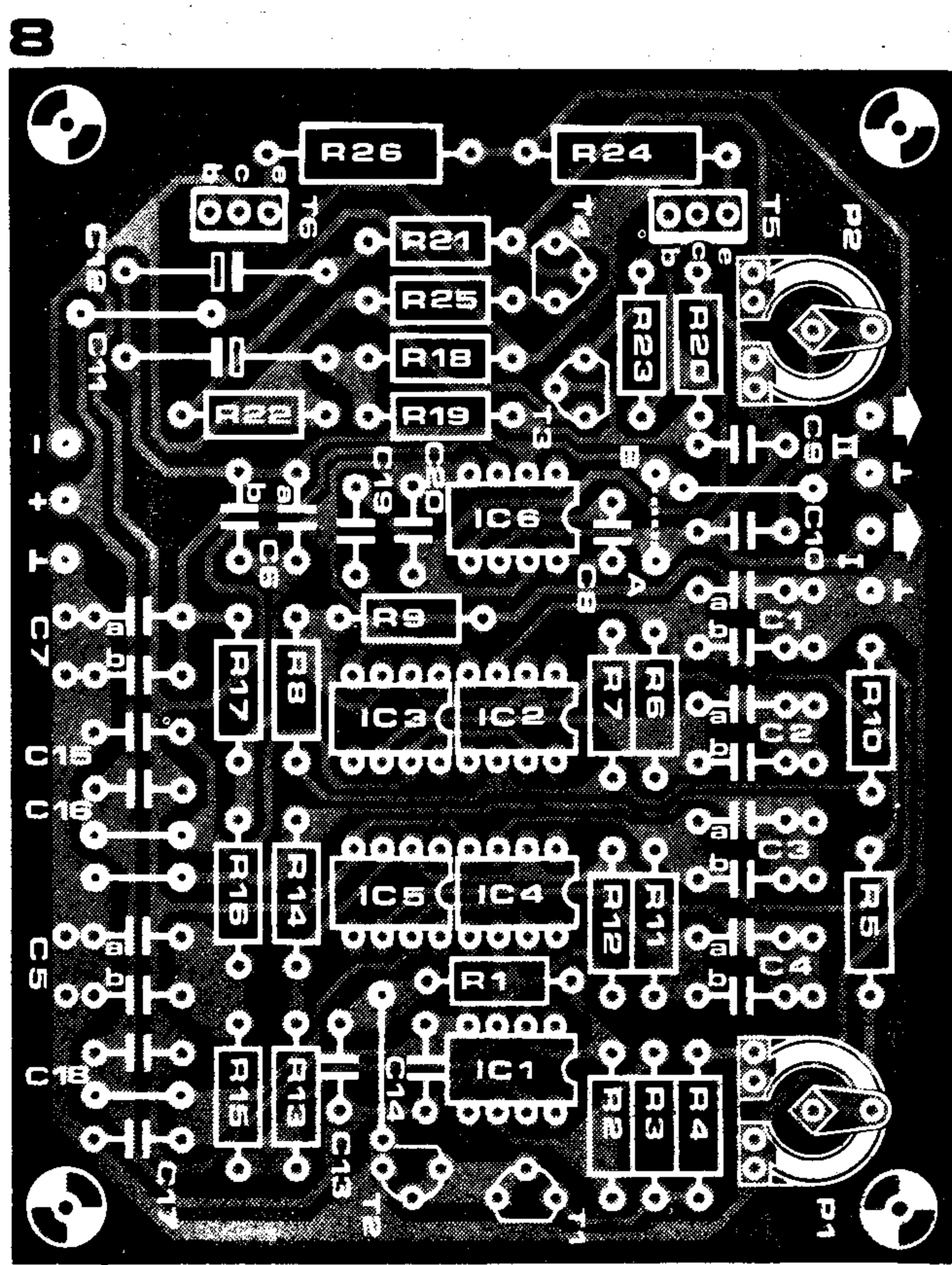
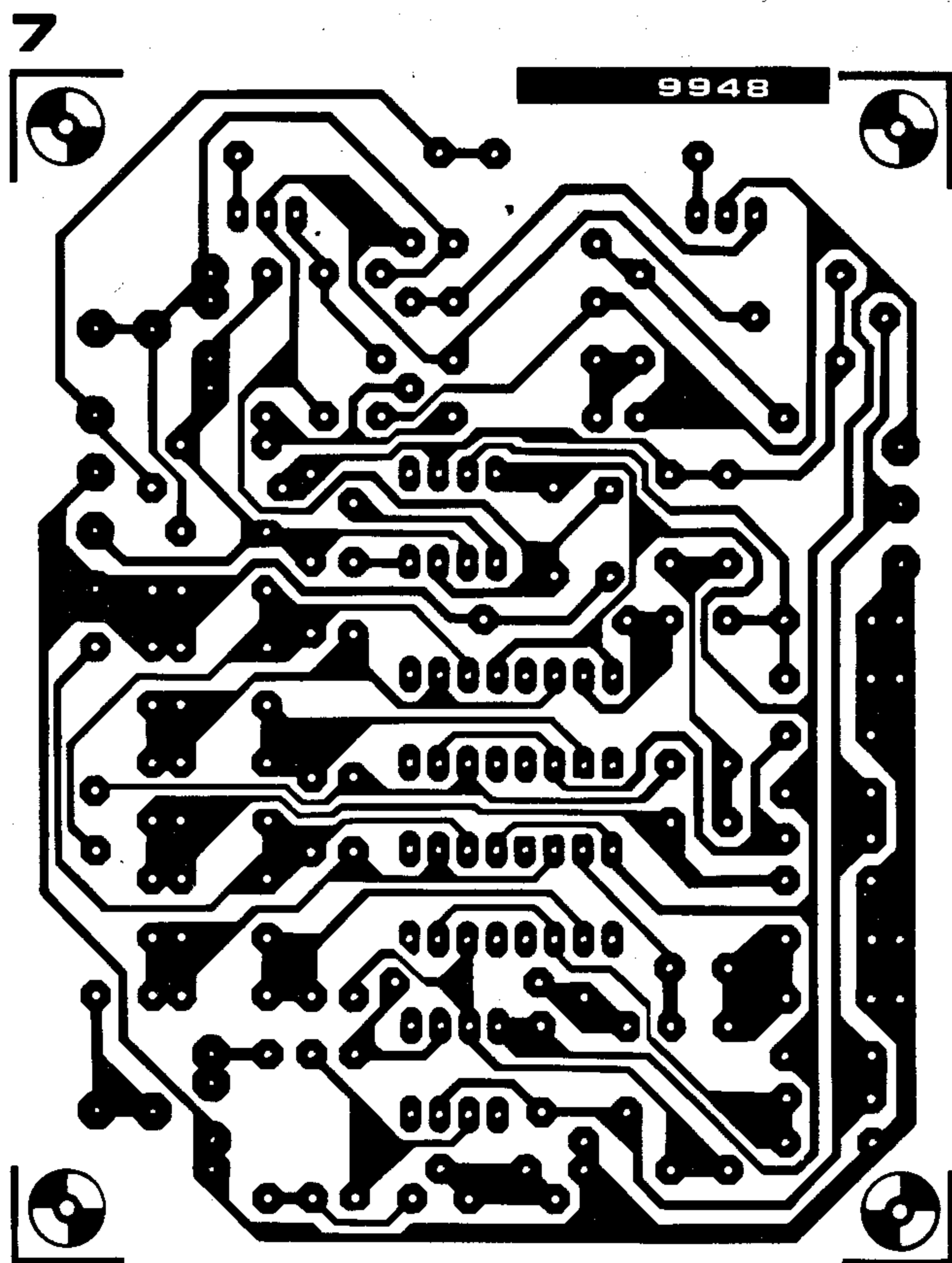
En las figs. 7 y 8, se muestra el trazado de las pistas del circuito impreso, y la disposición de componentes, respectivamente. En la fig. 9 se muestra la distribución de componentes del generador senoidal en la ver-

sión para cargas iguales o superiores a 600 ohmios (sin la etapa amplificadora).

En lo que concierne al valor de los componentes, R8, R9, R13 y R14, serán normalmente de 33K; pero pueden tener que modificarse en el momento de los ajustes. El valor de las resistencias R6, R7, R11 y R12, debe elegirse con la mayor precisión posible. El mejor procedimiento es medir sus valores con un polímetro, aunque no es necesario que sean resistencias de película metálica. Los valores de C1...C7, se calcularán de acuerdo a las fórmulas dadas anteriormente. En la placa se ha previsto el sitio para dos condensadores, que están conectados en paralelo para alcanzar el valor adecuado. Los condensadores C1...C4, se deberán elegir con la mínima tolerancia posible, puesto que variaciones en el valor de los mismos (o derivas en las resistencias R6, R7, R11 y R12), pueden afectar la calidad de la señal, si bien, esto puede solucionarse en la etapa de ajuste.

Calibración

Para una calibración correcta del generador senoidal, primeramente, haremos las comprobaciones habituales (medida de tensión, etcétera). A continuación, conectaremos el circuito a un osciloscopio y a la alimentación. Girando el cursor de P1 totalmente hacia R4, deberá aparecer una onda senoidal en la pantalla del osciloscopio. Si esto no sucediera, indicará que el oscilador no funciona, lo cual, normalmente, se debe a que los filtros selectivos están fuera de frecuencia (ganancia del bucle inferior a 1). Para remediarlo, lo primero que debemos



- 1) Dos filtros conectados en cascada, con una curva de respuesta como la 1, e igual frecuencia central.
- 2) La frecuencia de los dos filtros está ligeramente desviada de la central (la curva de respuesta es la 2 de la fig. 10a).
- 3) La frecuencia de los filtros está suficientemente separada (respuesta 3 en fig. 10a).

El Q, y la ganancia de resonancia A, de todos los filtros en la fig. 10a es idéntica. En consecuencia, a medida que aumenta la desviación de la frecuencia central, se reduce la ganancia a la frecuencia de resonancia (incluso puede llegar a hacer la ganancia del bucle inferior a 1, véase apéndice 3) y disminuye el filtrado de los armónicos de orden superior. Por tanto, debemos asegurarnos, que las frecuencias de los dos filtros pasabanda sean lo más parecidas posible, para así producir el «arranque» de las oscilaciones. Si durante la calibración, el oscilador de «resistiera» a ponerse en funcionamiento, tendremos que incrementar temporalmente la ganancia del bucle, puenteando la resistencia R1 con otra de 100 ohmmios. Una vez que haya entrado en funcionamiento el oscilador, se visualizarán las salidas de ambos filtros en el osciloscopio. Las señales en la patilla 6 de IC2 e IC4, casi con seguridad, estarán bastante desfasadas (si el oscilador hubiera «arrancado» a la primera las señales habrían estado menos desfasadas). La diferencia de fase entre las dos señales mide también la desviación de

la frecuencia central de los filtros selectivos. Estos se ajustarán (uno o los dos a la vez) hasta que las señales estén en fase. Al mismo tiempo la amplitud de salida de la señal aumentará. El ajuste exacto se conseguirá alterando el valor de las resistencias R8, R9, R13 y R14 (véase apéndice 1). Cada resistencia puede variarse entre 22K y 68K. Por supuesto, también se podrán modificar los valores de los componentes que determinan la frecuencia. Una vez que hayamos alineado exactamente los filtros, se podrá quitar el puente de la resistencia R1. Como se dijo anteriormente, al estar sintonizados los filtros con mayor precisión, se incrementa la ganancia del bucle del sistema; si como resultado de esto, uno de los filtros (o los dos), comienza a recortar la señal de salida, deberemos ajustar el nivel de ganancia correcto mediante P1. Con esto hemos terminado la etapa de calibración.

Conclusión

El generador senoidal requiere una tensión estabilizada, simétrica de ± 15 voltios. La corriente consumida por el oscilador es de 50mA para la versión de 600 ohmios y de 150mA para la de 47 ohmios. La corriente de reposo en la etapa de salida se ajustará a 100mA por medio de P2.

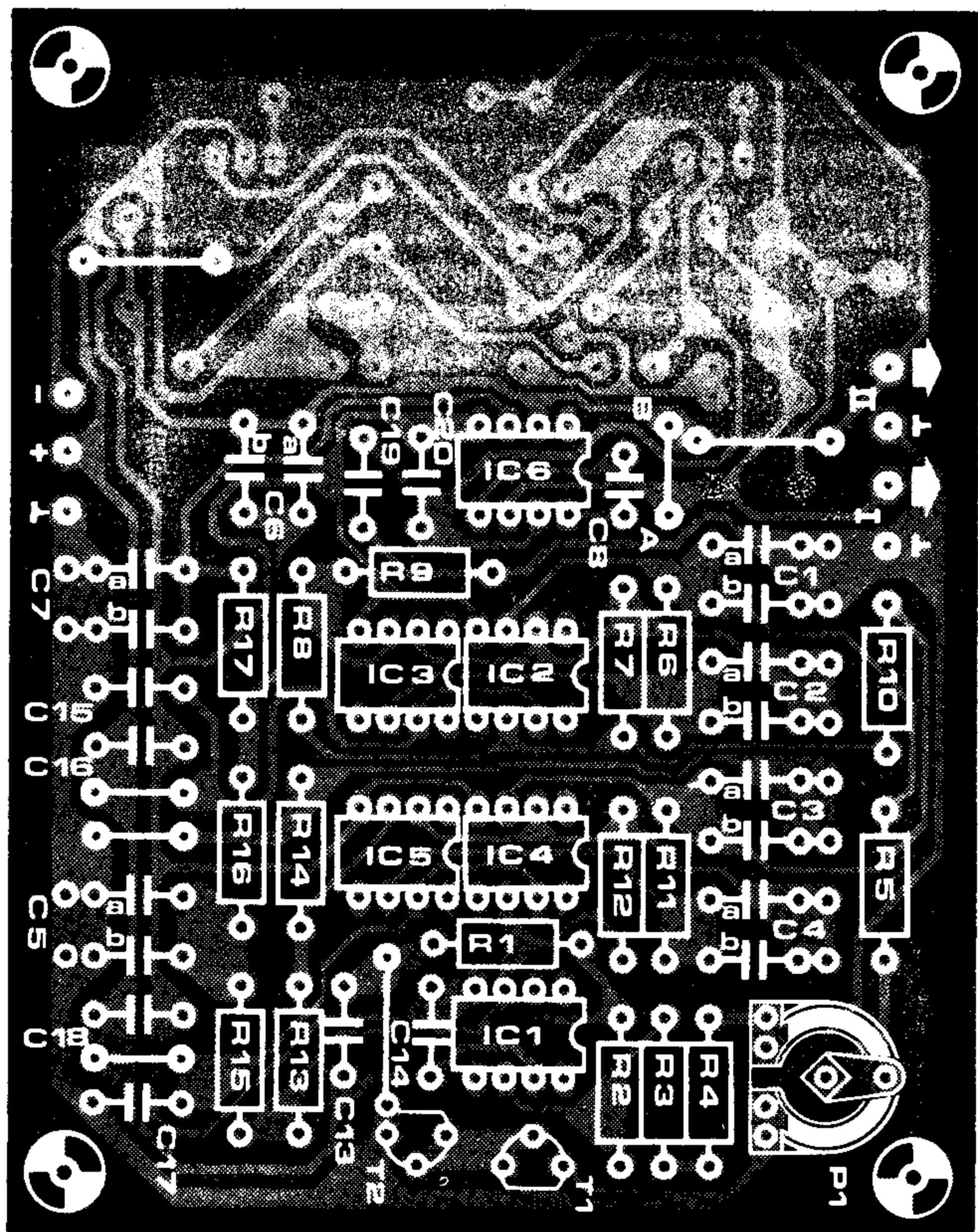
La amplitud mínima de la señal de salida también es la de menor distorsión. El nivel de salida puede ajustarse con P1, siempre que se cumplan dos condiciones: nunca debe estar tan alto como para producir recorte en la salida, ni tan bajo como para provocar la «parada» del oscilador. También es posible eliminar P1, para ello se interca-

lará una resistencia de valor adecuado entre la unión de R4/R5 y tierra. En la mayoría de los casos, una simple resistencia de carbón ha demostrado ser tan efectiva como el potenciómetro. El siguiente paso será mejorar la estabilidad de conjunto del generador. Si se precisan varias frecuencias, se colocará un conmutador de 9 polos (para C1...C7 y P1) y tantas posiciones como frecuencias se requieran. Esta parece la solución más elegante, aunque no la más barata.

El generador senoidal se usa frecuentemente en aplicaciones de AF. El circuito que aquí se describe también puede trabajar en el campo de la alta frecuencia y es por ello que se le ha dotado de una impedancia de salida de 50 ohmmios. A menos que se posea un generador variable de doble tono, será difícil realizar medidas de distorsión de intermodulación en R.F. El citado generador produce dos señales de igual amplitud, pero de diferente frecuencia. Si conectamos el generador senoidal junto con un generador de A.F. a la entrada de un mezclador doble simétrico (DBM) —ver fig. 11— obtendremos dos señales en la salida, que se diferencian en dos veces la frecuencia de la señal original de entrada. Tiene particular interés conocer (o poner de manifiesto) armónicos impares ya que sus frecuencias se encuentran en la zona de las señales deseadas.

La distorsión del generador bifrecuencia debe ser (al menos) inferior a -60db , si es que deseamos utilizarlo para hacer medidas de una cierta precisión (esta especificación es fácilmente superada por nuestro generador senoidal).

9



1. Como se ha dicho anteriormente, podremos hallar la frecuencia de resonancia f_0 , la ganancia A , y el factor Q , del filtro formado por IC2 e IC3 (figura 2) con las siguientes fórmulas:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{R8}{R9} \cdot R6 \cdot R7 \cdot C1 \cdot C2}}$$

$$A = \frac{R8 + R9}{R9}$$

$$Q = R5\sqrt{\frac{R8}{R9} \cdot \frac{C1}{C2} \cdot \frac{1}{R6 \cdot R7}}$$

If $C1 = C2 = C$, $R8 = R9$, $R5 = RQ$ and $R6 = R7 = R$, then:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad A = 2 \quad Q = \frac{RQ}{R}$$

Estas ecuaciones también se cumplen para el segundo filtro (IC4 e IC5). Como se desprende de la fórmula que expresa f_0 , se pueden conseguir pequeñas variaciones de frecuencia, modificando los valores de $R8$, $R9$, $R13$ y $R14$.

2. En lo que concierne a la amplitud de los filtros utilizados en este circuito, podemos definir su valor como:

$$\frac{u_o^2}{u_i^2} = \frac{\frac{n^2}{Q^2}}{(n^2 - 1)^2 + \frac{n^2}{Q^2}}$$

donde u_i es la tensión de entrada del filtro, u_o la de salida, y $n = \frac{f}{f_0}$.

Si el Q del filtro es suficientemente alto, la expresión anterior puede simplificarse como sigue:

$$\frac{u_o^2}{u_i^2} = \frac{n}{(n^2 - 1)Q} \quad \text{para } n \geq 1$$

Para una onda cuadrada asimétrica, sólo contiene armónicos impares que se suman a la amplitud de la fundamental que es:

$$\frac{4}{\pi} \times \text{Amplitud de la onda cuadrada}$$

La amplitud del armónico n será: $\frac{1}{n} \times$ la amplitud de la fundamental. Por tanto, la amplitud del tercer armónico será 33.3% de la fundamental, el quinto 20 por 100, el séptimo 14 por 100, y así sucesivamente. El Q del filtro presentado en la figura 2, es aproximadamente de 55. Si las frecuencias centrales de los dos filtros $\sqrt{(f_{o1} \text{ y } f_{o2})}$, son iguales a la del oscilador f_{osc} , atenuaremos el tercer armónico con un factor de 146, y el quinto con 264, etcétera. Con dos filtros de este tipo la atenuación aumenta cuadráticamente. En nuestro caso, ocurre que los filtros no son excitados por una onda cuadrada perfecta, sino por una onda trapezoidal, cuya proporción en armónicos es inferior a la de una onda cuadrada.

Figuras 7 y 8. Trazado de las pistas y disposición de componentes para el circuito de la figura 6 (EPS 9948).
Figura 9. Disposición de componentes para la versión de 600 ohmios.

Lista de componentes

Resistencias

- R1 = 1 k
- R2, R15, R16, R17 = 10 k
- R3 = 2k2
- R4 = 22 k
- R5, R10 = 1 M
- R6, R7, R11, R12 = 18 k
- R8¹, R9¹, R13¹, R14¹ = 33 k
- R18², R22² = 8k2
- R19², R21² = 6k8
- R20² = 1k5
- R23², R25² = 3k9
- R24², R26² = 22 Ω/½ W
- P1 = 10 k Ajustable
- P2² = 1 k Ajustable

Condensadores

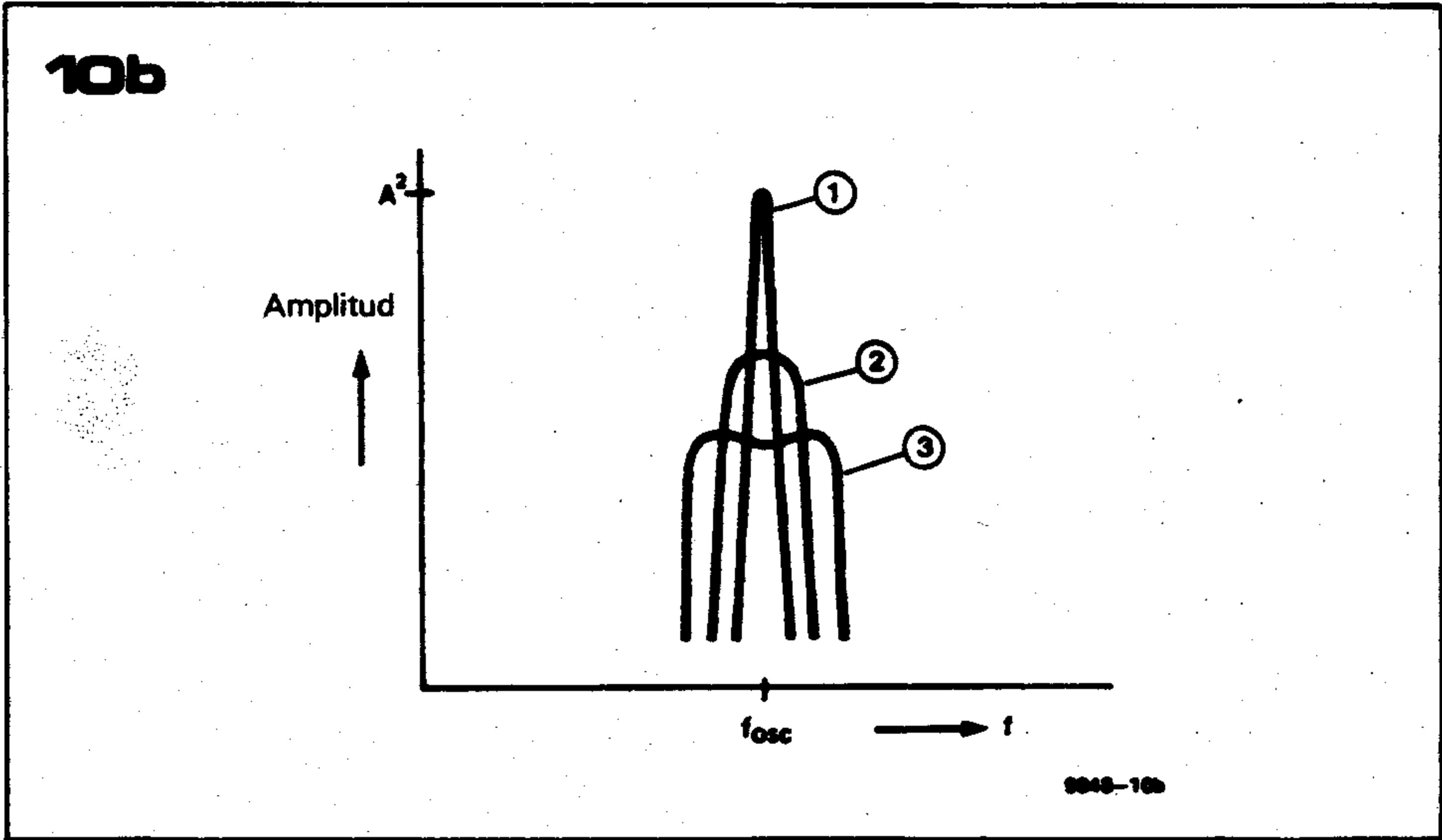
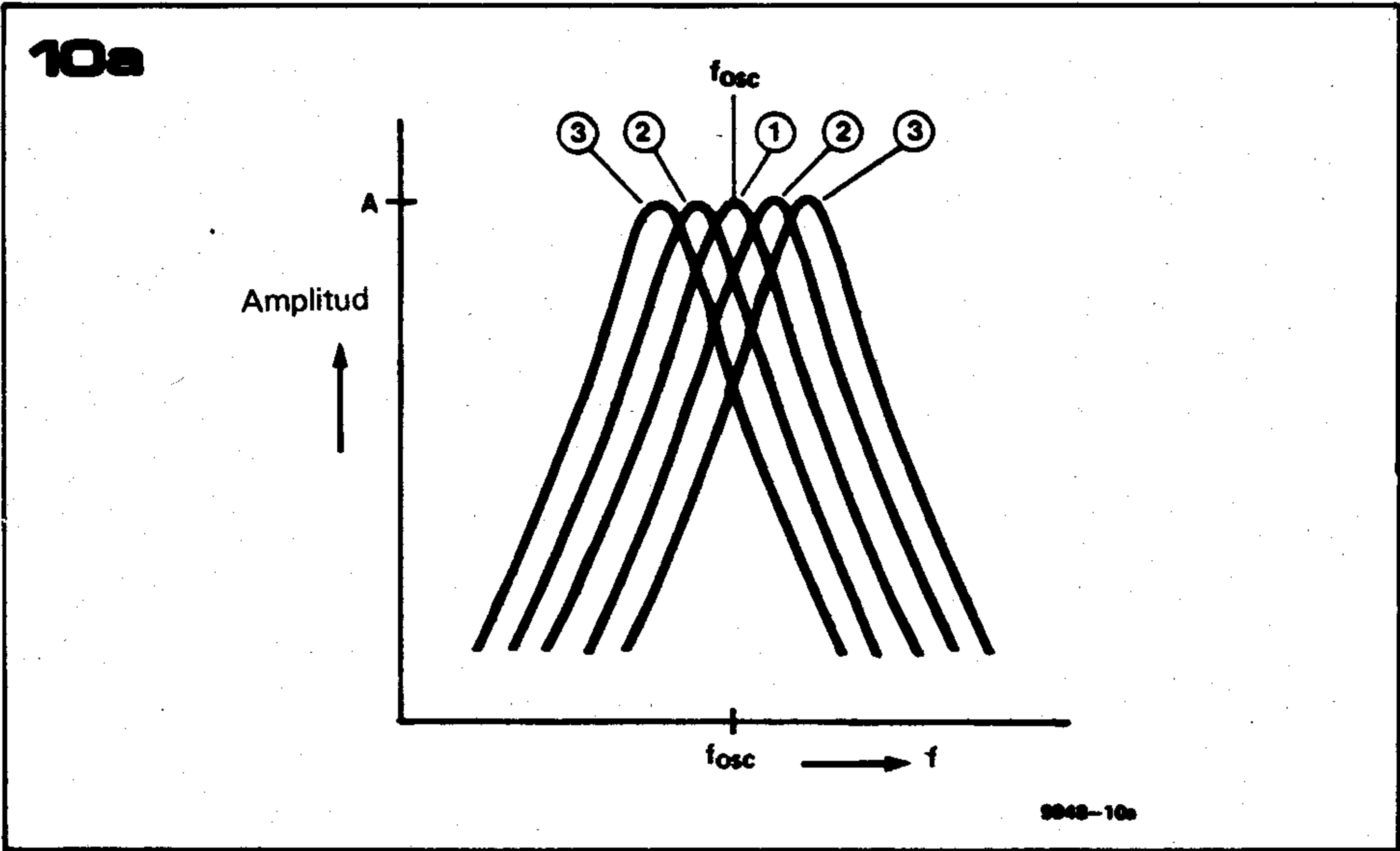
- C1, C2, C3, C4, C5, C6,
- C7 = Ver texto
- C8 = 22 p
- C9², C10², C13, C14, C15, C16, C17,
- C18, C19, C20 = 100 n
- C11², C12² = 22 μ/16 V

Semiconductores

- T1, T2, T4² = BC 107B, BC 547B
- o equivalente
- T3² = BC 177B, BC 557B
- o equivalente
- T5² = BD 139
- T6² = BD 140
- IC1 = LF 357 (National Semiconductors y otros)
- IC2, IC3, IC4, IC5, IC6 = LF 356 (National Semiconductors y otros)
- IC7 = TDA 1034 (Philips), NE 5534 (Signetics).

Notas.

- 1. Valor nominal, ver texto.
- 2. Estos componentes se usan sólo en la versión de 50 Ω (la salida II y las conexiones A y B se omiten).
- 3. Los condensadores C1...C7 están formados por dos condensadores en paralelo para conseguir el valor deseado.
- N.B. La disposición de componentes de la figura 9, sólo es válida para la versión de 600 Ω, y la figura 8 para la de 50 Ω. Sólo en la versión de 600 Ω deberán omitirse algunos componentes (T3...T6, P2, etcétera).



3. En el caso de dos filtros conectados en cascada cuyas frecuencias de resonancia son f_{o1} y f_{o2} , pero con igual ganancia de resonancia y factor Q, se demuestra que a la frecuencia $\sqrt{f_{o1} \cdot f_{o2}}$, la ganancia se ve afectada con un factor de reducción:

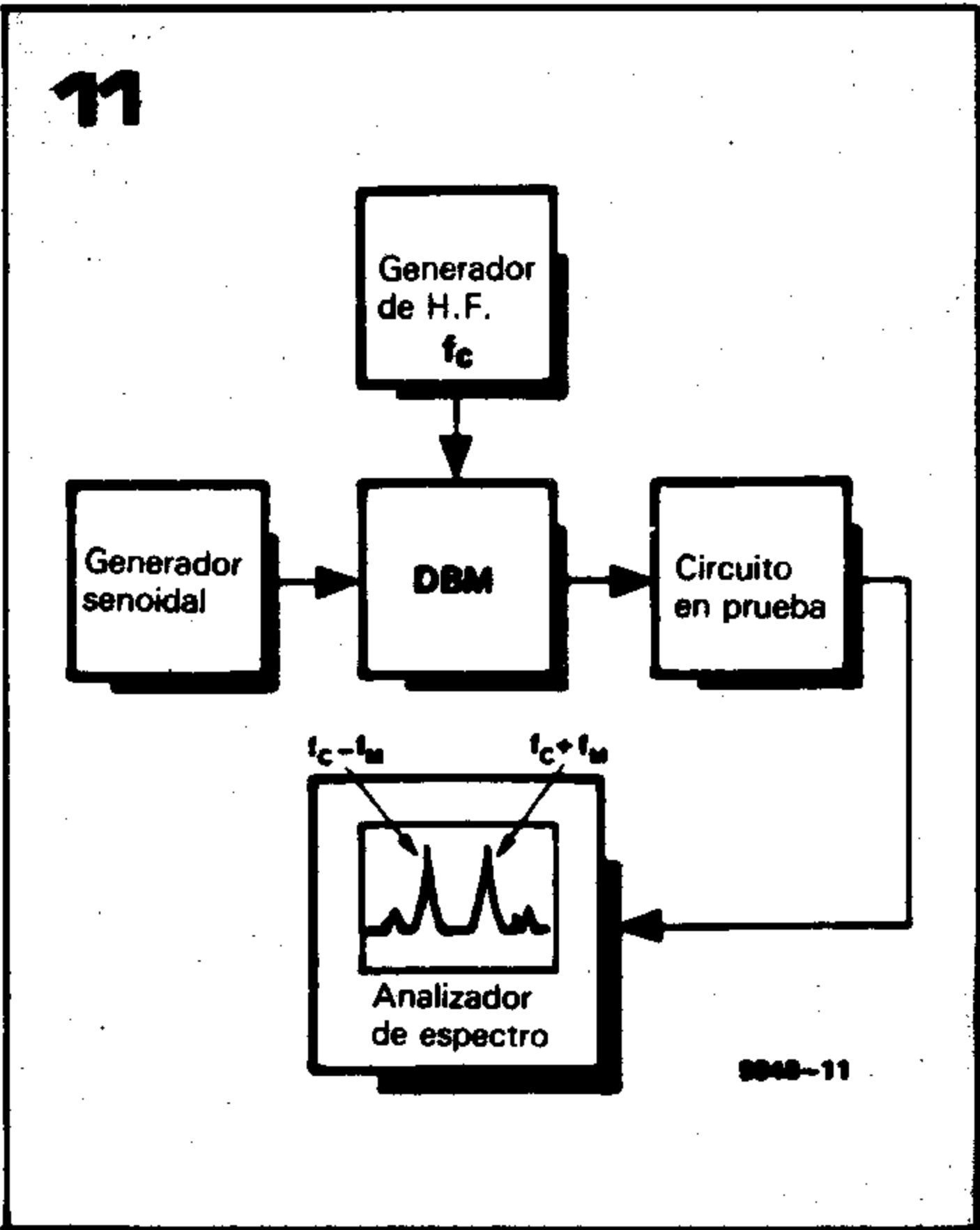
$$1 + \left(Q \frac{1 - x^2}{x} \right),$$

siendo $x = \sqrt{\frac{f_{o2}}{f_{o1}}}$ ($f_{o1} < f_{o2}$).

Si como resultado de la tolerancia de los componentes las frecuencias f_{o1} y f_{o2} varían más de un 10 por 100, la ganancia de los filtros, a la frecuencia de oscilación se verá disminuida en 28,4. Por esta razón los componentes en ambos filtros deben ser de la mejor calidad.

Bibliografía:

2. Klein and Zaalberg van Zelst, A non-linear low output impedance AF oscillator with extremely low distortion. Philips Technical Journal, 25.20.1963.



Figuras 10a y 10b. La deriva entre las frecuencias de resonancia de los filtros (f_{o1} y f_{o2}), produce un «ensanche» de la curva de amplitud.
Figura 11. Cómo utilizar el generador senoidal para realizar medidas de distorsión en RF.

vocoder (2)

En la primera parte de este artículo se ha dado una vista de conjunto de los principios fundamentales de la síntesis de la palabra y de la codificación vocal. En esta segunda parte analizaremos más en detalle los diversos elementos funcionales de un vocoder, tales como el detector de sonidos sordos/sonoros o los seguidores de envolvente. Seguidamente se analizará el extenso campo de las posibles aplicaciones del vocoder.

Como ya se indicó en la primera parte del artículo, la señal fónica de entrada se convierte primeramente en un conjunto de informaciones que posteriormente se utilizarán para controlar la síntesis de la señal de salida. La primera etapa de este proceso consiste en introducir la señal vocal en un conjunto de filtros.

Filtro de vías

Los filtros de vías dividen la señal a analizar en un cierto número de bandas uniformemente distribuidas sobre el espectro de audio. En la sección del sintetizador, un juego de filtros idénticos divide la señal de excitación en el mismo número de bandas de frecuencia.

En principio, las etapas de los filtros de la mayoría de los vocoders que actualmente se encuentran en el mercado son muy parecidos. En lo que concierne a los filtros son del tipo pasa-banda, y la única diferencia estriba en el número de filtros puestos en juego.

La fig. 1 muestra las curvas de respuesta en frecuencia del juego de filtros en un vocoder VSM 201 (Sennheiser). En este aparato la gama de frecuencias va de 100 Hz a 10

kHz y se divide en 20 canales distintos mediante filtros pasa-banda de tercer orden. Las mismas curvas de respuesta en frecuencia son válidas para todos los filtros de la sección sintetizadora.

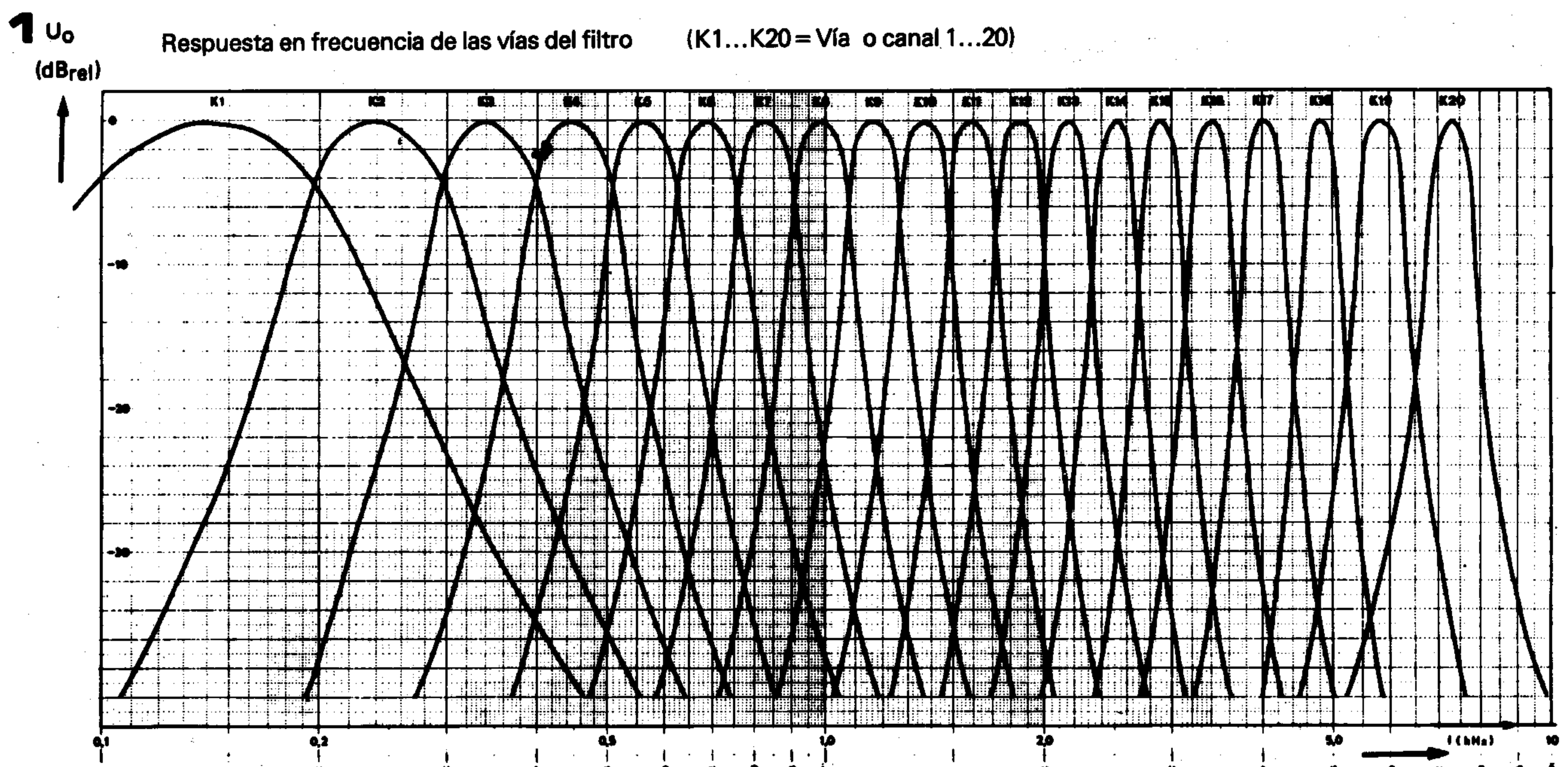
En el caso del vocoder EMS «senior», el juego de filtros está constituido por 20 unidades pasa-banda de cuarto orden seguidos por un filtro paso-alto y un filtro paso-bajo, cubriendo una gama de frecuencias que varía entre 200 Hz y 8 kHz (las frecuencias centrales están separadas 1/4 de octava). En el vocoder EMS 200 existen 18 vías de filtro con una pendiente de 18 dB por octava.

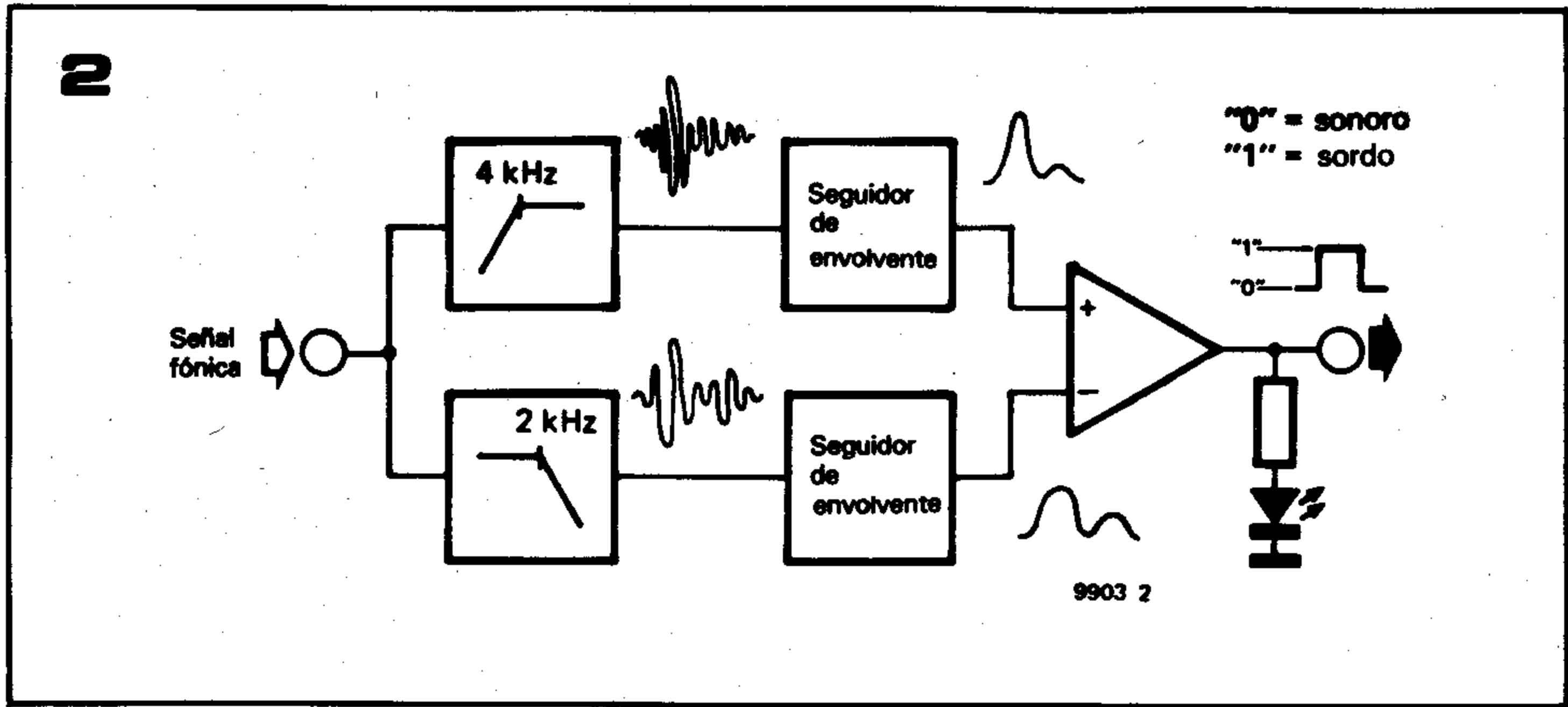
Detector de sonidos sordos/sonoros

Este elemento, presente en cada uno de los modelos que se analizan en este artículo, tiene por misión detectar el carácter de la señal fónica, es decir, si está compuesta de sonidos sordos o sonoros; además indica en todo momento el tipo de señal de excitación (del oscilador o del generador de ruido) que debe entrar en juego.

El proceso de funcionamiento de este circuito es realmente interesante. En el caso de que la señal de entrada sea de tipo sonoro

Figura 1. Respuesta en frecuencia de las vías del filtro en el vocoder VSM 201 de Sennheiser. En este aparato, la unidad de filtrado se compone de 20 filtros activos pasa-banda de tercer orden, en los que las frecuencias centrales varían de 100 a 8 kHz.





las componentes dominantes son las bajas frecuencias, mientras que en sonidos sordos y silbantes sucede a la inversa, es decir, hay una mayor proporción de altas frecuencias en la señal fónica. Estas diferencias pueden ser detectadas mediante el circuito de la fig. 2 (es el tipo de circuito utilizado en el vocoder EMS). Este circuito está compuesto por un filtro paso-bajo y un filtro paso-alto que alimenta a dos seguidores de envolvente (los filtros están precedidos por un rectificador). La señal vocal queda dividida en dos señales (componentes de alta frecuencia y componentes de baja frecuencia) cuyas características de amplitud están representadas por las tensiones de salida de los seguidores de envolvente. A continuación estas señales son comparadas; y atendiendo a la proporción en bajas o altas frecuencias (todas son de audio) de la señal fónica, la salida del comparador oscilará entre los niveles «0» y «1» respectivamente. En el caso de sonidos sordos se encenderá el LED para indicar la entrada en funcionamiento del generador de ruidos.

Seguidores de envolvente

Cada vía de la sección analizadora incluye un filtro de envolvente. Como ya se ha explicado, su papel es de producir las tensiones de control que servirán para modular la señal de excitación. Las tensiones de salida en los seguidores de envolvente se corresponden con las tensiones (variables) a la salida de las vías de la señal de entrada. Esto no es más que el análisis espectral en tiempo real de la señal fónica de entrada. Un ejemplo de la señal típica de un seguidor de envolvente se muestra en la fig. 3. Al rectificador activo de doble onda le sigue un filtro paso-bajo de 6 dB, en el que la frecuencia de corte viene determinada por la constante de tiempo $R1/C1$, la cual se sitúa en la región de los 100...200 Hz.

Supresores de pausas

Todos los vocoder citados anteriormente incluyen un dispositivo de gran utilidad. Cuando no hay señal fónica en la entrada del vocoder, como es el caso de un discurso, se ve claramente que en ausencia de la señal de control no puede haber señal de salida. Con el fin de prevenir la manifestación de

un desagradable «staccato», se hace imprescindible el uso de un supresor de pausas. Según el tipo de vocoder una señal derivada de la señal fónica final o de la señal de excitación, en la que se pueden variar la amplitud del contenido en armónicos, el ataque y la caída, es inyectada durante las pausas, produciendo por tanto una señal de salida audible.

Control externo

En el caso del vocoder EMS «senior» las conexiones entre las salidas de los seguidores de envolvente y los VCAs no son fijas, es decir, pueden ser modificadas a voluntad para obtener ciertos tipos de sonidos insólitos, por no decir «sobrenaturales». En los dos vocoder EMS la casi totalidad de las tensiones de control pueden ser modificadas mediante tensiones exteriores. El limitador de tiempo de ataque representado en la fig. 4 (que corresponde al control de portamento de un sintetizador musical) tempera (o suaviza) las variaciones de la tensión de control. De esta forma en lugar de obtener una señal de diferentes alturas de sonido que evolucione de forma discontinua, obtendremos un deslizamiento continuo de las alturas sonoras que consiste en un «movimiento de vaivén» análogo al de un trombón de varas. Este mismo circuito incluye igualmente un control de bloqueo que se pone en funcionamiento mediante un interruptor y se emplea para seleccionar la tensión de control, en un instante dado, manteniéndola constante a partir de ese momento.

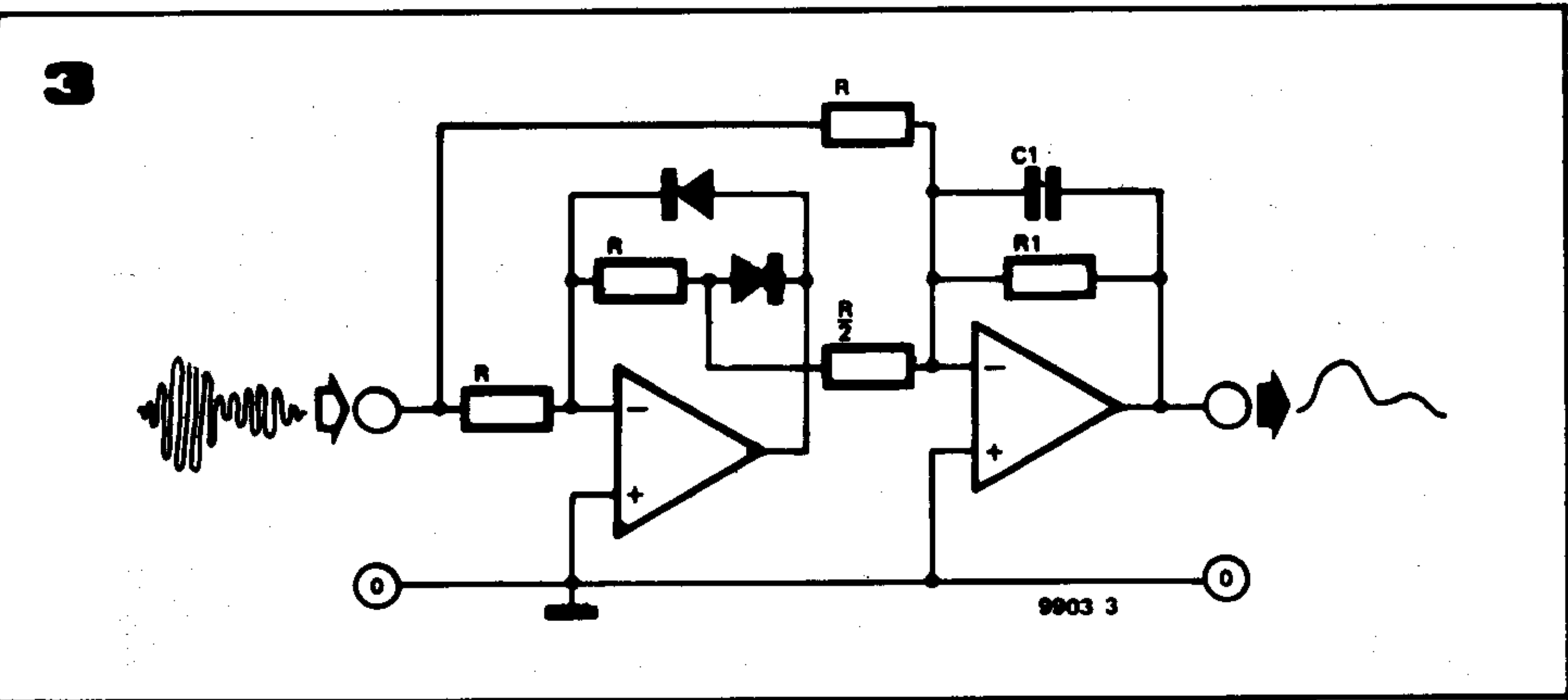
Dispositivos complementarios

En particular el EMS «senior» incorpora un gran número de estos interesantes complementos. Ya se ha hecho mención de los dos VCOs, los cuales pueden ser controlados a partir de un teclado exterior, o utilizarlos en conjunción con un «extractor de altura de sonido». Este último, básicamente no es más que un convertidor de altura de sonido (frecuencia) en tensión que sigue las variaciones de la señal fónica. Las tensiones de control entregadas por el extractor de altura de sonido son aplicadas a los VCOs de tal forma que estos (los VCOs) siguen las características de la señal vocal, además existe un control «cualitativo» que permite la acentuación de las tensiones del

Figura 2. Esquema sinóptico del detector de sonidos sordos/sonoros de un vocoder. El circuito es capaz de distinguir las componentes fónicas sordas y sonoras, basándose en la diferente proporción del contenido en altas y bajas frecuencias. La señal fónica se divide en dos bandas mediante dos filtros: un pasa-alto y un pasa-bajo. La siguiente etapa es comparar las amplitudes de estas señales.

Figura 3. El circuito seguidor de envolvente se compone de un rectificador activo de doble onda y un filtro pasa-bajo de 6 dB; La constante de tiempo $R1/C1$, determina la frecuencia de corte del filtro. La tensión a la salida del filtro sigue la envolvente de la señal de entrada.

Figura 4. El limitador de tiempo de ataque retarda o tempera las variaciones de la tensión de control dependiendo de la posición del potenciómetro. Si se abre el interruptor de bloqueo, el circuito detecta la tensión instantánea de coltrol y la mantiene constante. Cada vía del filtro, utiliza un circuito de este tipo que va intercalado entre el analizador y el sintetizador.



extractor para obtener efectos especiales. Por otra parte el vocoder EMS «senior» incluye un vibrato (decalador de frecuencia) capaz de hacer variar la frecuencia de la señal de entrada sobre una amplia gama (0,5 Hz a 1.000 Hz). En lo que concierne al VSM 201 de Sennheiser, el decalador de frecuencias es un dispositivo opcional que puede conectarse a la señal de entrada, ya sea fónica o de excitación.

Esquema sinóptico detallado del vocoder VSM 201

Si examinamos de cerca el esquema sinóptico de un vocoder, por ejemplo el del VSM 201 de Sennheiser, resulta fácil comprender la interconexión de las distintas secciones descritas anteriormente.

Aunque a primera vista puede parecer difícil la comparación del esquema sinóptico de la primera parte de este artículo, se puede reconocer con facilidad la estructura de las vías características de los vocoder en el diagrama simplificado de la fig. 5 del VSM 201. La diferencia fundamental entre este esquema y el del artículo precedente reside en los denominados «controles de los filtros», «supresores de pausas» y «control de nivel de las vías». Una segunda diferencia es que en el VSM 201 las posiciones relativas de los moduladores (VCAs) y de los filtros de la sección sintetizadora, están invertidas.

El funcionamiento de los controles de los filtros se puede explicar muy simplemente: el nivel de salida de los 20 filtros de la sección analizadora pueden ser modificados mediante 20 potenciómetros (PM1...PM20); las señales así obtenidas se suman y se envían directamente a la salida del vocoder a través del interruptor SM. En consecuencia, si abrimos el interruptor SV y cerramos el interruptor SM, el vocoder funcionará como un ecualizador de 20 vías, de gran utilidad en los trabajos de estudio. Por otra parte los controles de los filtros y el interruptor SM permiten añadir una «versión corregida» de la señal fónica (es decir, el nivel de cada vía puede ser modificado independientemente) a la salida de vocoder.

Los potenciómetros de control PA1...PA10 permiten la variación de las tensiones de control del supresor de pausas. Cada grupo de dos vías del analizador dispone de un control PA (potenciómetro). La tensión de control del supresor de silencios

es aplicada a los seguidores de envolvente donde se suma al resto de la señal de control derivada de la señal fónica de entrada. De esta forma, se aplica una tensión de control a los moduladores de la sección sintetizadora, aun cuando haya una señal de interrupción en la señal fónica, con el fin de rellenar las pausas con la señal de excitación.

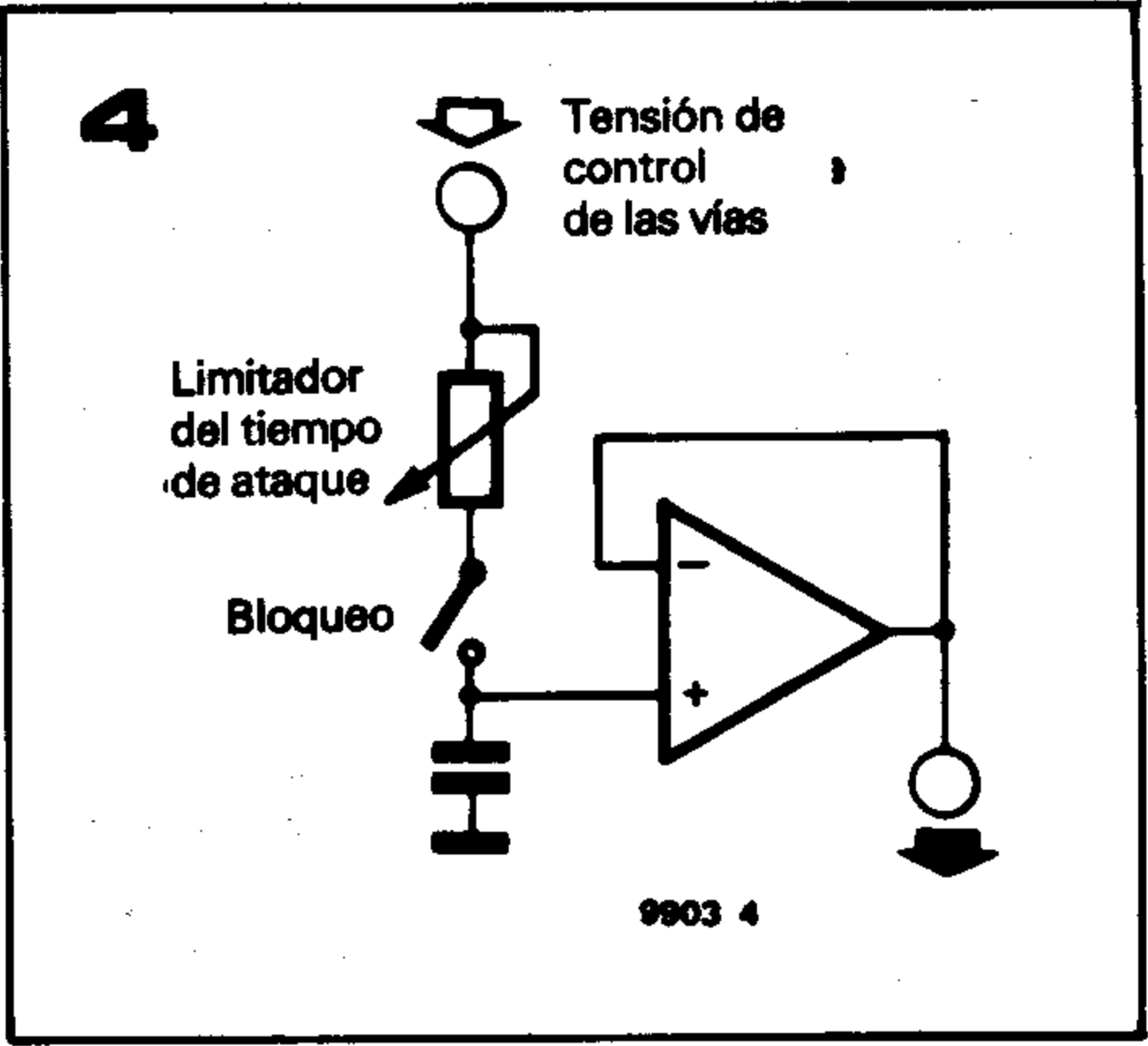
Las 20 tensiones de control entregadas por los seguidores de envolvente son accesibles individualmente mediante tomas externas, y su nivel es indicado en la carátula frontal con LEDs, lo cual es de gran interés.

Razones de tipo experimental son la causa de la inversión de las posiciones de los moduladores y de los filtros de la sección sintetizadora, lo cual no afecta para nada la síntesis de la voz. En la fotografía 1 se muestran los oscilogramas de una tensión de control y de las señales que resultan a lo largo del proceso de síntesis; se puede ver claramente que no existe diferencia entre los oscilogramas de la fotografía 1 y 7 (esta última del primer artículo) en las cuales el modulador está después de los filtros del sintetizador. El nivel de la señal de salida de cada filtro (sección sintetizadora) puede ser modificado mediante los controles de nivel PV1...PV20. El interruptor SV sirve para intercalar o eliminar la codificación vocal. El potenciómetro PG determina el nivel de la señal de salida mientras que el circuito de by-pass, controlado por PB, permite que una parte (o toda) de la señal entregada por el amplificador de ganancia variable en la entrada, sea inyectada directamente en el amplificador de salida, sin pasos por el vocoder.

Entrada y generadores internos de señal

Las entradas de línea y micrófono dan paso a la señal fónica de excitación. Por otra parte hay dos líneas de entrada suplementarias para señales de excitación sordas que pueden servir igualmente como entradas de un generador externo.

En lo que concierne a las fuentes sonoras internas, el VSM 201 incorpora un generador de impulsos con una frecuencia de 150 Hz aproximadamente, lo cual le dota de una señal de excitación interna con fines experimentales. La fuente de ruido utilizada por el sintetizador en los pasajes sordos de la señal de excitación está constituida por un generador de ruido digital pseudoaleatorio.



Detector de sonidos sordos/sonoros

El detector de sonidos sordos/sonoros del VSM 201 analiza la señal fónica de entrada tomando las tensiones de control de las vías 0 (un filtro pasa-bajo y un seguidor de envolvente distintos) y 19 (frecuencia central del filtro 5,8 kHz) introduciéndolas en un comparador. La salida del comparador tiene un conmutador que selecciona la señal sorda o sonora (VCOs o generador de ruido). El proceso utilizado para generar los pasajes sordos de la señal de excitación merecen que les dediquemos una cierta atención puesto que la amplitud y la composición espectral de esta señal debe corresponderse con los pasajes sonoros. Para garantizar la obtención de las características de amplitud correctas, un seguidor de envolvente entrega una tensión de control correspondiente a la parte sorda de la señal de excitación, la cual es utilizada para modular correctamente la señal de ruido. Un filtro «rosa», que puede ser intercalado o suprimido del circuito se incluye igualmente en el recorrido de la señal de excitación sorda, motivo por el cual se puede imprimir una cierta coloración a la señal de ruido.

Detección y supresión de pausas

En el VSM 201, las pausas de la señal de entrada se detectan mediante la comparación de la amplitud de la envolvente (señal fónica) con un nivel de referencia variable conocido como umbral de palabra/pausa. Un seguidor de envolvente controla la amplitud de pico de la señal fónica; la tensión de control que resulta se aplica a un comparador en el que se examinan junto con el umbral de palabra/pausa predeterminado. La salida del comparador controla un inversor analógico y a su salida controla la tensión de supresión la cual está formada de la tensión envolvente de la señal fónica inyectada mediante un amplificador logarítmico. En consecuencia en cuanto el comparador detecta una pausa en la señal fónica, su salida cambia de estado entregando la tensión máxima de supresión de pausas. El hecho de que la tensión de control de supresión sea derivada de la tensión de envolvente (señal fónica) garantiza que el nivel de la señal del conjunto corresponde al de la señal vocal, lo cual evita discontinuidades en el nivel de salida.

El circuito de supresión de pausas puede intercalarse o eliminarse mediante SA, mientras que la forma de onda

invertida/no invertida de la salida del comparador de palabra/pausa es accesible a través de las tomas externas. Los silencios se indican mediante LEDs. Igualmente la tensión de envolvente de la señal fónica se encuentra disponible en una toma exterior para otras posibles aplicaciones.

Aplicaciones de los vocoders

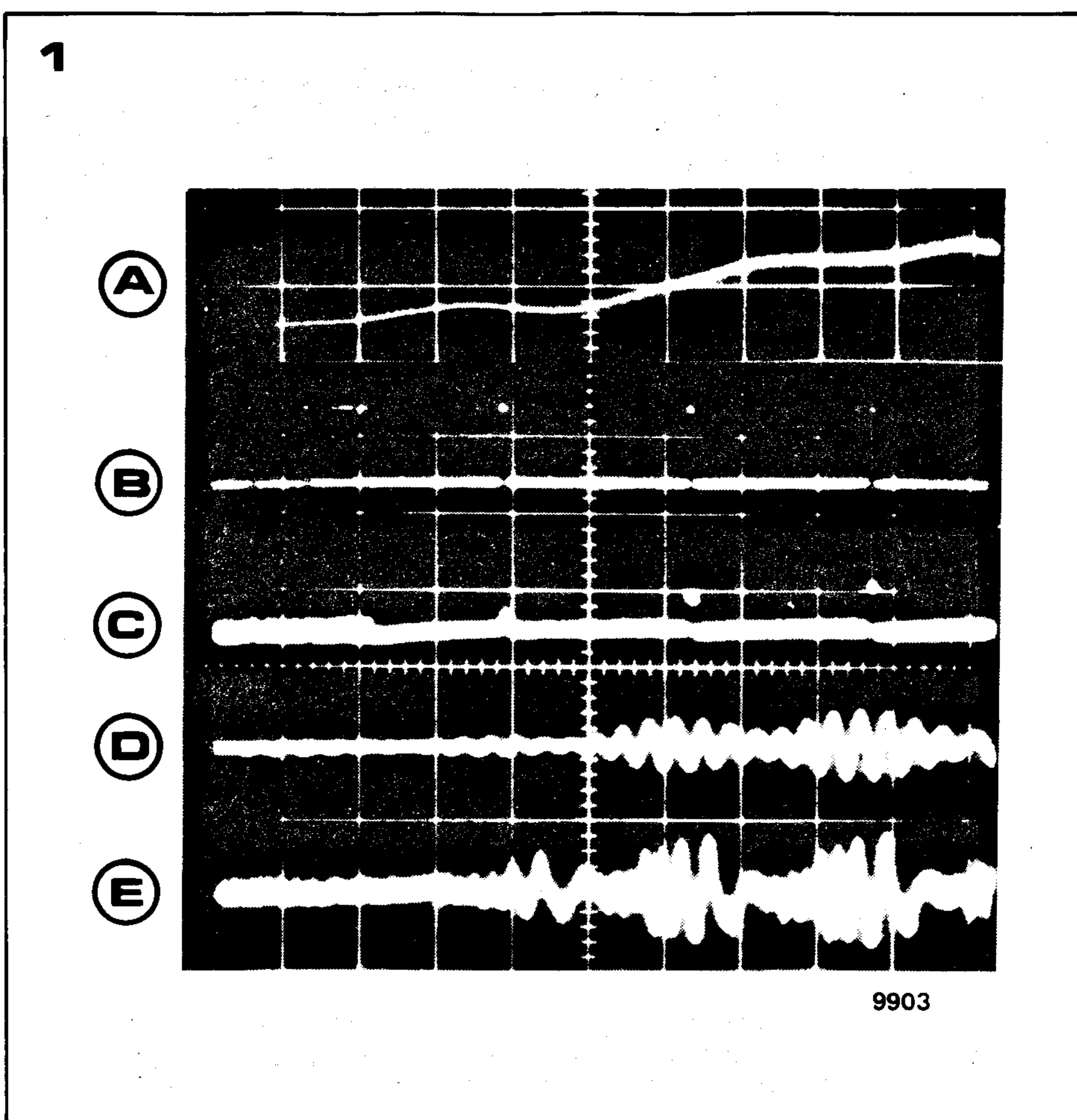
Es claro que el campo de aplicaciones posibles de un vocoder sobrepasa, con mucho, la síntesis de la palabra, sin embargo, hace relativamente poco tiempo que se han empezado a apreciar plenamente sus posibilidades musicales. El campo de aplicación más evidente es el de la música electrónica, y, de hecho, un cierto número de artistas y grupos bien conocidos (como, por ejemplo, PINK FLOYD, TANGERINE DREAM, THE WHO, etc.) han tomado ya conciencia del enorme potencial musical de los vocoders. La flexibilidad de utilización de este tipo de aparatos, es debida a la amplia gama de instrumentos de música con los que pueden ser utilizados, y de la capacidad del vocoder para modular los sonidos de instrumentos convencionales tales como la batería, la guitarra, el órgano y otros. Este hecho confiere a los vocoders posibilidades sonoras nuevas y únicas. Parece pues verosímil pensar, que en los años venideros los vocoders jugarán un papel sobresaliente en el campo de la música electrónica sobre todo si son utilizados conjuntamente con un sintetizador musical.

El vocoder y el sintetizador

Cuando se asocia un vocoder a un sintetizador musical, las posibilidades sonoras son prácticamente infinitas ya que, en cierto modo, son dos instrumentos complementarios. A pesar de las considerables posibilidades de expresión que tiene un sintetizador, existen bastantes músicos que desearían poder disponer de un control más extenso del sonido sintetizado, como, por ejemplo, modular la señal del sintetizador con las diferentes sonoridades que se pueden obtener con los instrumentos de música tradicionales. Para conseguir este objetivo el sintetizador necesita un conjunto de circuitos complementarios con el fin de analizar la señal exterior y transmitir sus parámetros musicales a la parte donde se opera la síntesis. Estos circuitos son: un convertidor de altura de sonido/tensión, con el fin de extraer el contenido melódico, un vocoder para determinar el timbre de la nota y finalmente un seguidor de envolvente para controlar las características de amplitud de la señal sintetizada.

El convertidor altura de sonido/tensión, que puede ser considerado como el inverso de un VCO, permite a los VCOs del sintetizador, seguir la frecuencia de la señal externa, como por ejemplo la de una guitarra eléctrica. No se está, de este modo, limitado al registro de un teclado y el sintetizador puede ser «tocado» por otros instrumentos musicales, e incluso por el sonido de la voz humana.

El vocoder ajusta los armónicos de los



VCOs del sintetizador dependiendo del contenido en armónicos de la señal instrumental o hablada. De esta manera, aplicando la salida de los VCOs del sintetizador a la entrada de señal de excitación del vocoder, éste adquiere una coloración similar a la de la señal inyectada en la entrada fónica. Las formas de onda de los VCOs ricas en armónicos, como, por ejemplo, las ondas rectangulares y en diente de sierra, son señales especialmente adecuadas para un vocoder, ya que su espectro es suficientemente amplio como para poder reproducir la mayoría de las modificaciones del contenido en armónicos de la señal fónica. El vocoder puede incorporarse en forma modular dentro de un sintetizador, ocupando el lugar de un VCF en el trayecto de la señal. Finalmente los *seguidores de envolvente* pueden servir para variar la amplitud de la señal del sintetizador de acuerdo con la amplitud de la señal fónica o del instrumento externo, de manera que los dos tipos de señal tengan un ataque, un sostenimiento, etc., parecidos. La combinación de un sintetizador de gran capacidad, con los tres dispositivos que acabamos de citar abre la perspectiva de unas posibilidades musicales prácticamente ilimitadas. De este modo, por ejemplo, si se restringe la gama de frecuencias del sintetizador a las de la voz humana, puede hacerse que los instrumentos convencionales den la impresión de ser tocados por un sintetizador; el efecto obtenido es particularmente impresionante si la secuencia de funcionamiento del sintetizador es muy rápida. Otra posibilidad es dejar que la altura de sonido de algunos VCOs del sintetizador siga los acordes de una guitarra eléctrica, espaciados por

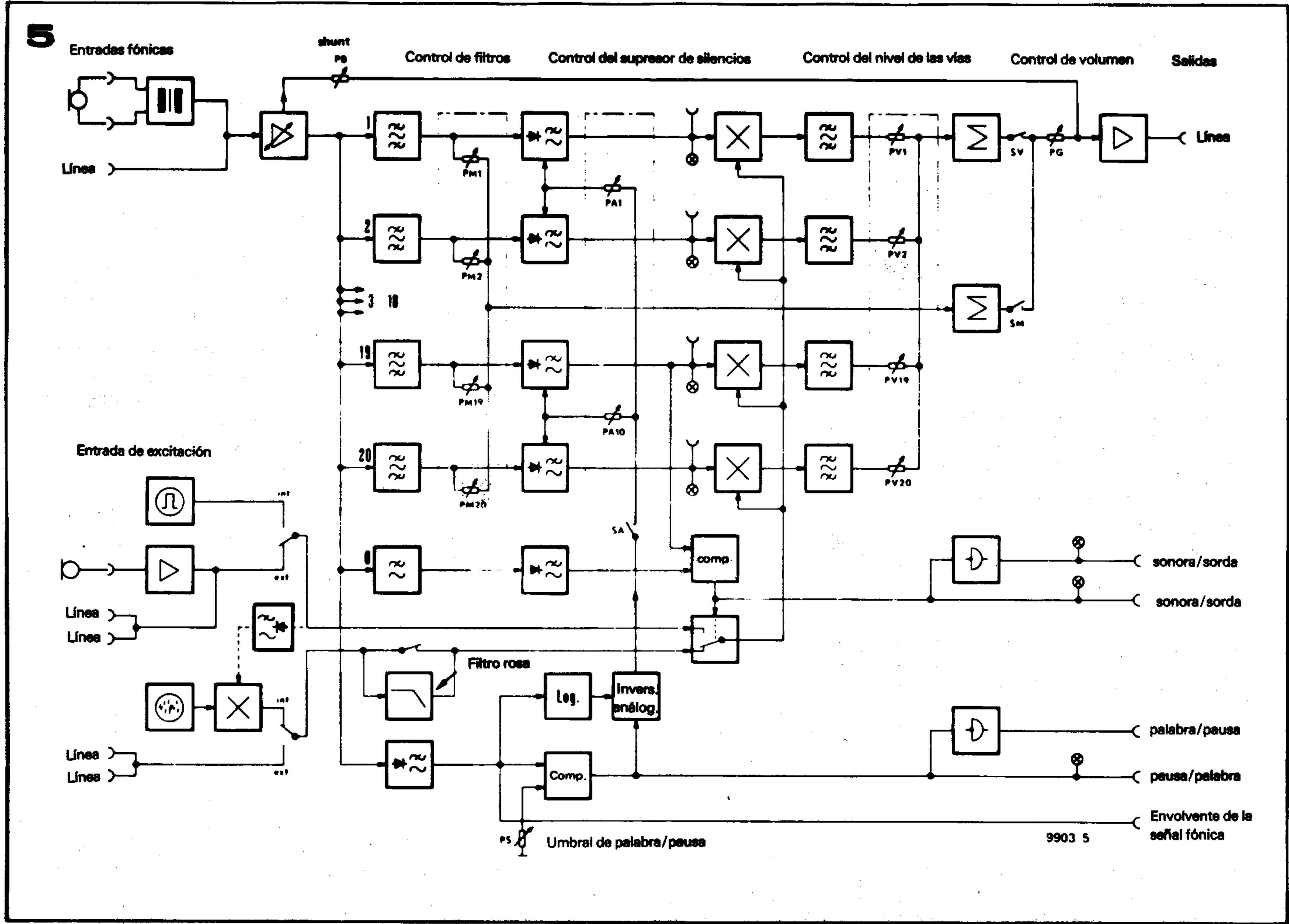
ejemplo a intervalos de una octava, mientras que los demás producen un efecto coral permanente destinado a «cantar» un texto verbal aplicado a la entrada fónica del vocoder.

Aunque no se trata más que de algunos ejemplos, nos parece que justifican ampliamente la conclusión según la cual la combinación de un sintetizador y de un vocoder ofrece las muchas posibilidades que muchos fabricantes de sintetizadores habían anunciado, a saber: la capacidad de producir una gama de sonidos diferentes prácticamente infinita.

Aplicaciones artísticas en general de los vocoders

Ciertamente las aplicaciones de un vocoder no están de ninguna manera limitadas al campo del estudio de grabación y a su utilización conjunta con el sintetizador, para crear música electrónica; existen también amplias posibilidades para su empleo en la producción de efectos especiales en la radio, en teatro y el cine, con el fin de dar la impresión de que los objetos hablan, o simplemente para modificar la voz humana.

La naturaleza un poco irreal, que da un poco la impresión de venir de otro mundo, del lenguaje sometido a la acción de un vocoder le confiere un interés particular para ser utilizado en la ilustración sonora en las películas de ciencia ficción, en las películas de dibujos animados e incluso obras de teatro, en las que los elementos fantásticos e imaginarios son predominantes. Podría de-



cirse que es en este campo de utilización donde el vocoder tiene unas posibilidades de aplicación más amplias.

En conclusión

Resumiendo brevemente conviene resaltar que el vocoder, resultado de los esfuerzos de la firma Sennheiser y EMS, y que había sido utilizado en el campo de las telecomunicaciones se ha transformado en un instrumento extremadamente elaborado y de utilización particularmente amplia, para la producción de música electrónica y de efectos especiales. Fundamentalmente su modo de funcionamiento consiste en analizar toda señal (normalmente una señal hablada), dentro de la gama de frecuencias de la voz humana para imponer los parámetros más importantes de esa señal (amplitud, cambios en el contenido de armónicos y variaciones de altura), sobre una segunda señal (excitación). De esta forma es posible conseguir que la señal de excitación cante o hable con una articulación especialmente clara y diferenciada. Desde un punto de vista técnico (ruido, prestaciones, distorsión, etc.), los modelos de vocoder anteriormente citados satisfacen todas las exigencias para el trabajo en estudio, y juntos constituyen una amplia gama adaptada a todas las aplicaciones posibles. Una de sus características especialmente interesante, es su tamaño relativamente reducido (si se tiene en cuenta el número de circuitos que contiene), asociada a

Figura 5. Esquema sinóptico detallado del vocoder VSM 201 de Sennheiser. Si se compara este esquema con el de la figura 3 de la primera parte, se aprecia claramente que los dispositivos complementarios de control, así como los circuitos para el proceso de señal (supresor de silencios, detector de sonidos sordos/sonoros), representan una parte considerable del circuito complejo, sin embargo el circuito real del vocoder es bastante más simple. Fotografía 1. En el vocoder de Sennheiser, la señal de excitación se inyecta primeramente a los moduladores (VCAs) y después a los filtros del sintetizador. La progresión de la señal que se aprecia en el oscilograma muestra que esta disposición no tiene ningún efecto sobre el carácter de la señal fónica sintetizada, ésta es idéntica a la señal producida si se divide la señal de excitación en un cierto número de bandas que se modulan con las señales de control de las vías del filtro. El orden de tratamiento de la señal es el siguiente:
A: tensión de control de una vía (exactamente la número 6 del VSM 201).
B: Señal de excitación.
C: Señal de excitación de la vía número 6 del sintetizador, después de haber sido modulada por la señal A.
D: Señal C después de pasar por el filtro número 6 del sintetizador.
E: Señal de salida del vocoder.

una disposición extremadamente racional de los controles, de manera que el potencial usuario no se descorazona por la profusión de elementos de control que tiene que manejar. El vocoder permite realizar la mezcla de música, palabra y sonido, en combinaciones totalmente nuevas resaltando los efectos obtenidos por su carácter extremadamente original y fantástico.

relés electrónicos

Actualmente, y cada vez más, se están utilizando relés electrónicos optoaislados, como conmutadores de potencia eléctrica en motores, estufas, iluminación, etc., sustituyendo a los clásicos relés electromecánicos. Con estos nuevos dispositivos se puede controlar, por ejemplo, una cafetera eléctrica a partir de un reloj digital, quedando perfectamente solucionado el problema del aislamiento entre el circuito de control y el circuito de potencia.

Cuando se habla de conmutación, casi siempre se piensa en los «viejos» pero leales relés electromecánicos. Sin embargo, estos componentes presentan algunas desventajas. Debido a su naturaleza mecánica el relé es relativamente lento y propenso a los fallos, y lo que es más, demasiado voluminoso. Por estas razones, es lógico pensar en el sustituto electrónico de este dispositivo: el triac.

En aplicaciones industriales, existe una clara tendencia a utilizar lo que se conoce con el nombre de *relés de estado sólido* (un triac con algunos componentes asociados). Se describen en este artículo cuatro ejemplos de este tipo de relés.

Los circuitos mostrados se suceden en orden a su complejidad. Cada uno de ellos puede usarse para reemplazar un relé mecánico, lo cual, aún en los circuitos más sencillos, representa una mejora.

Seguridad mediante optoacopladores

Existen dos razones principales que motiven el uso de los relés: la pequeña corriente de control necesaria para conmutar grandes corrientes de carga y que se mantienen eléctricamente aislados entre sí, el circuito de carga y el de control. El aislamiento eléctrico se refiere al hecho de que ninguna corriente puede fluir del circuito de carga al de control; en otras palabras, aunque el circuito de carga esté conectado directamente a la red, el circuito de control permanece completamente aislado.

En los relés mecánicos el aislamiento eléctrico es debido a que la bobina de inducción no está conectada a los contactos del relé. Muchas veces, al modernizar un equipo de conmutación se omiten estas simples medidas de seguridad: el circuito de

control se conecta directamente al triac, y con él a la red.

En la mayoría de las aplicaciones parece deseable asegurar el aislamiento entre ambas partes del circuito (carga y control), por tanto, deberemos encontrar alguna manera de transmitir la señal del control al triac sin que medie entre ambos una conexión eléctrica. El medio de transmisión ideal es obviamente, *la luz*. Si el circuito de control se conecta a un LED (transmisor de las señales de control) y el de conmutación a un fototransistor (receptor de la señales de control), podremos mantener el aislamiento. Cuando los componentes anteriormente citados (LED y fototransistor) se encapsulan en la misma unidad, ésta se conoce con el nombre de *optoacoplador*.

¿Conmutación sincrónica o asincrónica?

La conmutación en equipos de potencia puede hacerse de varias formas, pero lo que realmente interesa es determinar la naturaleza de la conmutación, es decir: si es sincrónica o asincrónica. La conmutación sincrónica es aquella en la que se conecta la carga cuando la tensión (o intensidad) alterna de alimentación pasa por 0V (cruce por cero).

Este método tiene la ventaja de reducir al mínimo las interferencias debidas a la conmutación. Cualquiera habrá oído (o incluso habrá producido) las molestas interferencias de radio y televisión que generan algunos reguladores de luminosidad (dimers).

Teóricamente, los interruptores síncronos presentan un problema: la carga no es conectada (o desconectada) inmediatamente, sino que el circuito interruptor debe esperar a que la tensión de alimentación pase por cero voltios, y, como es sabido, esto ocurre cada diez milisegundos, lo cual en muy pocos casos representará un problema: ¡Lógicamente nadie se molestará si el calentador del acuario o la estufa tardan diez milisegundos en encenderse! La única razón que ha influido para que los conmutadores síncronos no sean de uso corriente es el alto precio de los circuitos de control.

Circuito 1: La simplicidad misma

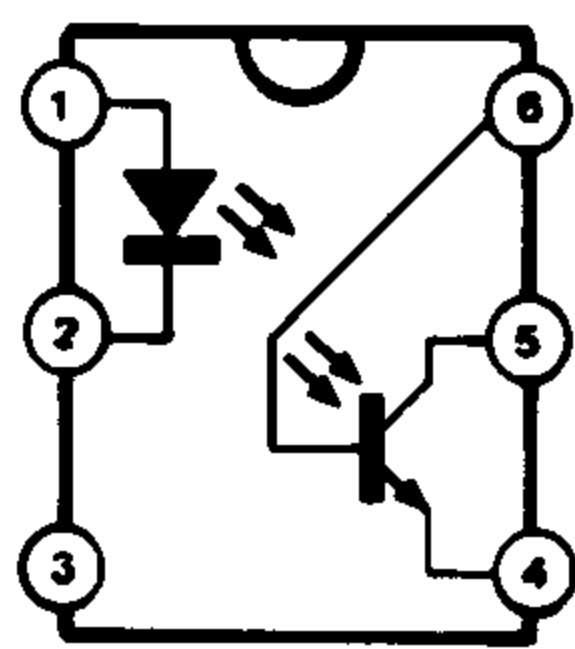
En la figura 1 se muestra el circuito de un simple (pero fiable) relé de estado sólido. En este circuito la carga no se conecta en el cruce por cero de la señal de red, sin embargo, la desconexión de la misma, si se hace

sincrónicamente (es decir, en el cruce por cero), ya que prácticamente en la mayoría de los circuitos con triac, la desconexión sincrónica de la carga se hace por sí sola: el triac se desactiva cuando la intensidad que le atraviesa desciende por debajo de un valor mínimo establecido, que se conoce como *corriente sostenimiento* (hold current). La conexión entre el circuito de control y el circuito de conmutación propiamente dicho se lleva a cabo mediante un optoacoplador. El funcionamiento de este componente es el siguiente: cuando pasa suficiente intensidad a través del LED, el fototransistor entra en conducción, lo cual produce el corte del transistor darlington T1, de forma que sólo puede pasar una débil corriente hacia el puente rectificador. (Obsérvese que T1 puede sustituirse por dos transistores BC 107 conectados en cascada). En efecto, ahora los puntos A y B no están cortocircuitados a través del puente rectificador y T1, con lo que la tensión entre los mismos podrá ser superior a la tensión zener, determinada por D5 y D6. Siguiendo la fase de la tensión de alimentación (la de red) uno de estos diodos estará polarizado directamente (la tensión de polarización es normalmente de 0,7 V) y el otro inversamente. Por tanto, independientemente de la fase de la tensión de alimentación, la tensión en bornas de este par de diodos será de 6 V., aproximadamente. El triac entonces recibe corriente de puerta (gate, en inglés) a través de los diodos D5 y D6, la resistencia R2 y el condensador C1, con lo cual el triac se activa y permite la circulación de intensidad a través de la carga. Si al diodo LED del optoacoplador no le llega corriente, es decir, no recibe señal de control, el foto-transistor se bloquea. Teniendo en cuenta que la tensión entre los puntos A y B aumenta después del cruce por cero de la tensión alterna de red, el transistor T1 pasará al estado de saturación, esto limita la caída de tensión entre A y B a la caída de tensión en dos diodos del puente rectificador más la tensión de saturación de T1, es decir, aproximadamente, a 3 V., lo cual no es suficiente para hacer conducir a los diodos zener, y, por tanto, no circulará corriente por la puerta del triac, es decir, la carga se desconecta.

En este circuito la carga se conecta cuando una corriente de 5mA (o mayor) circula a través del diodo LED. La conexión al circuito de control se ha representado en línea de trazos: el ánodo se conecta a la tensión positiva de alimentación, y el cátodo a la salida de impulsos del circuito de control, a través de la resistencia Rx.

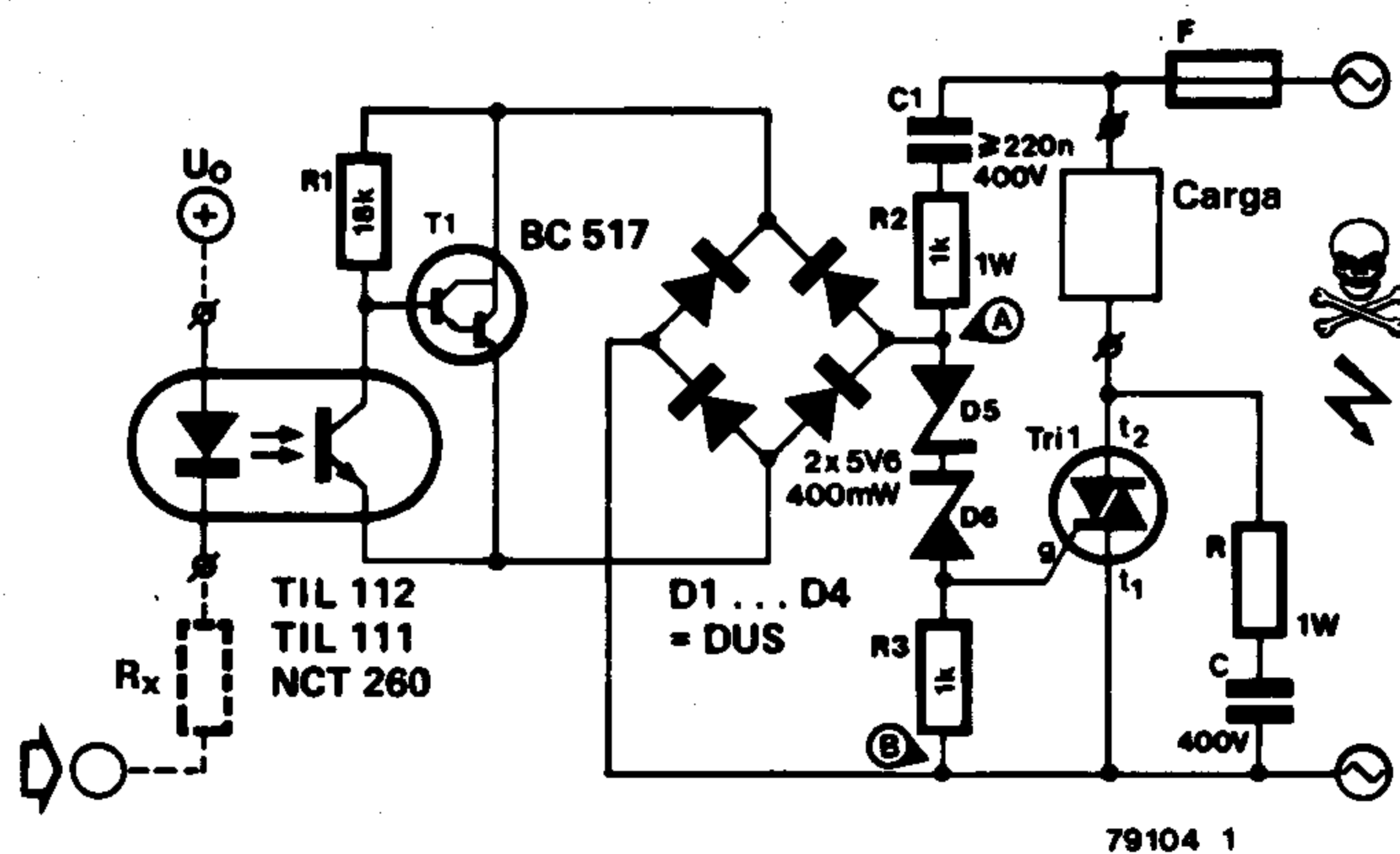
La resistencia R y el condensador C, conectados en paralelo con el triac tienen especial importancia cuando se conmutan cargas in-

1



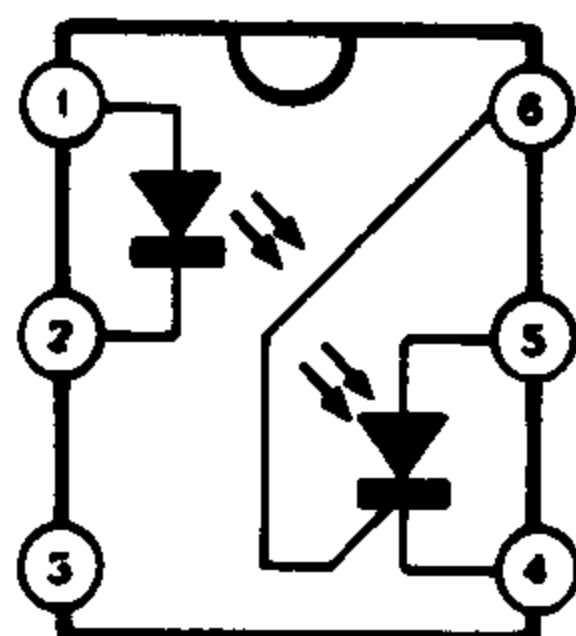
TIL 112
TIL 111
NCT 260

visto por arriba



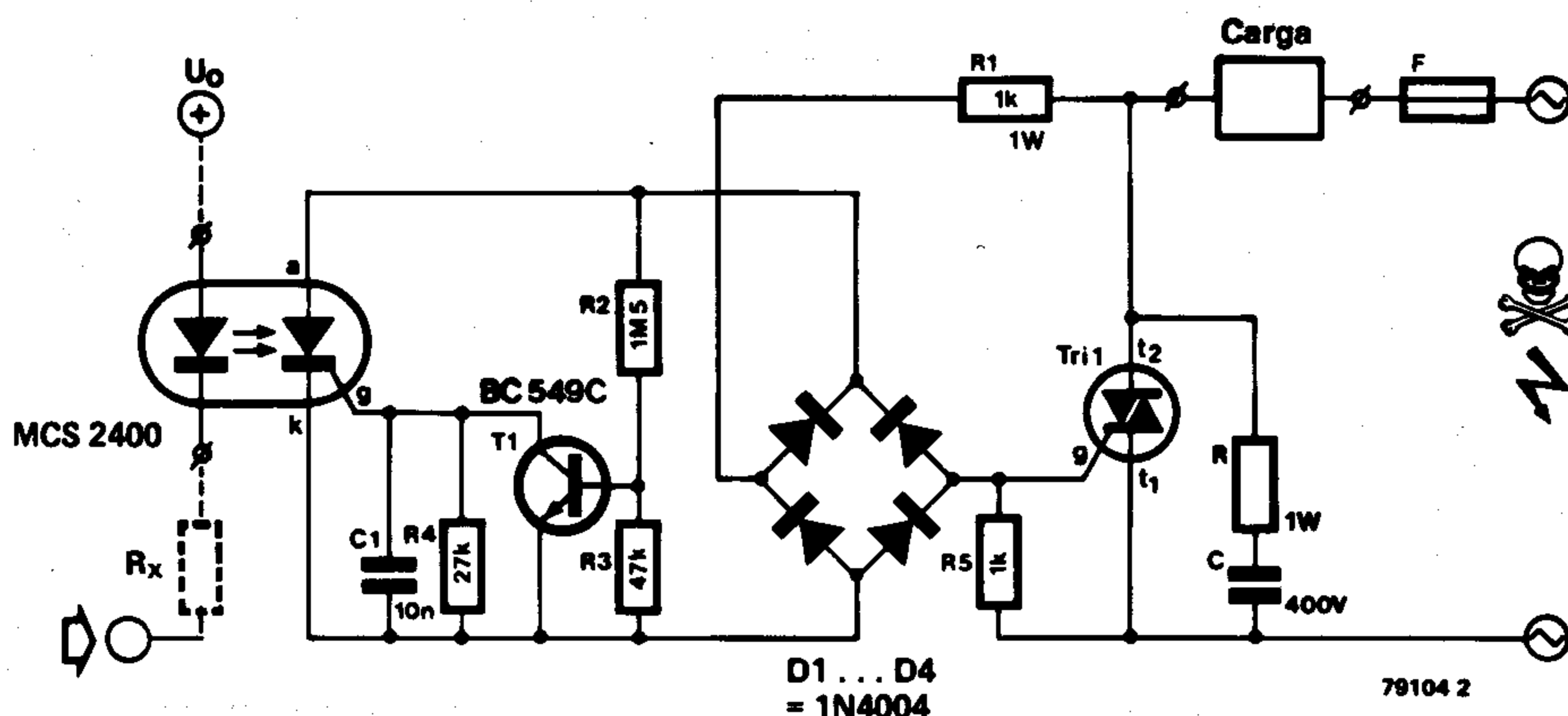
79104 1

2



MCS 2400
(Monsanto)

visto por arriba



79104 2

ductivas. Sus valores concretos dependen del tipo de carga, y se definen en la última parte de este artículo (filtro RC).

Una mejora: Conmutación síncrona

Como se ha dicho anteriormente es más ventajoso efectuar la conexión de una carga cuando la corriente que atraviesa el triac es cero. De esta forma, los «picos» generadores de interferencias producidos por la conmutación se pueden reducir al mínimo. Como también hemos especificado anteriormente, la desconexión de la corriente de la carga no tiene ningún problema y se hace automáticamente en el cruce por cero, debido a las características especiales del triac. Pero la conexión de la carga es totalmente diferente y debemos encontrar algún método para asegurarnos de que el triac se conmuta cuando la tensión en él es cero —o lo más próxima posible a ese valor—. Dicho de otra forma: el triac no debe conmutarse a medio camino del semiperíodo, cuando el voltaje es diferente de cero. El circuito presentado en la figura 2 viene a solucionar estos problemas. En este caso, la conexión entre el circuito de control y la unidad de conmutación se realiza mediante un opto-acoplador que se compone de un diodo LED y un fototiristor. La corriente

excitadora (de puerta) del triac fluye a través de R1, el puente de diodos y el fototiristor; este último conduce cuando es iluminado por el LED, *suponiendo que su puerta no esté cortocircuitada por T1*. Durante la mayor parte de un período de la señal de alimentación, la tensión en el puente rectificador es suficientemente alta para hacer conducir a T1: el voltaje tiene que ser inferior a 20 V para que T1 pase a corte. Sólo en este momento (cercano al cero) puede dispararse el fototiristor haciendo conducir al triac. Por otra parte, una vez que el tiristor ha sido disparado, T1 ya no puede conducir y así la corriente de puerta del triac no será interrumpida.

La corriente necesaria en el LED del opto-acoplador para conmutar la carga es de 10 mA (cuando la señal cruza por cero, ya que antes es imposible). La conexión al circuito de control se ha representado con línea de trazos. El valor del circuito RC serie conectado en bornas del triac (T1 y T2) se explica separadamente en la última parte de este artículo.

Control continuo para pequeñas cargas

Los dos circuitos descritos hasta ahora, son adecuados cuando la carga es suficiente-

mente grande. Pero una de las características del triac es su «extinción» (cesa la conducción) cuando la corriente que pasa a través de él disminuye por debajo de un cierto valor conocido como corriente de sostenimiento. Esto no siempre es una desventaja: en los dos circuitos descritos anteriormente es precisamente esta característica la que facilita la desconexión de la carga sincrónicamente, es decir, en el cruce por cero de la señal. Sin embargo, para cargas pequeñas lo que antes era una ventaja se transforma en un problema, ya que, a veces, la corriente de carga es inferior a la corriente de sostenimiento. Afortunadamente, un triac conducirá siempre si la corriente de puerta es suficiente, independientemente del valor de la corriente principal.

Por tanto, para pequeñas cargas habrá que mantener la corriente de puerta del triac durante el tiempo que éste deba conducir. Esto puede conseguirse, como muestra el diagrama de la figura 3, utilizando dos circuitos multivibradores monoestables del tipo CMOS. El primero de los monestables (MMV1) proporciona pulsos de un milise-gundo cuando la señal alterna de alimentación cruza por cero; en sentido ascendente (flanco positivo), los impulsos necesarios para disparar este multivibrador se obtienen de la tensión de red mediante las re-

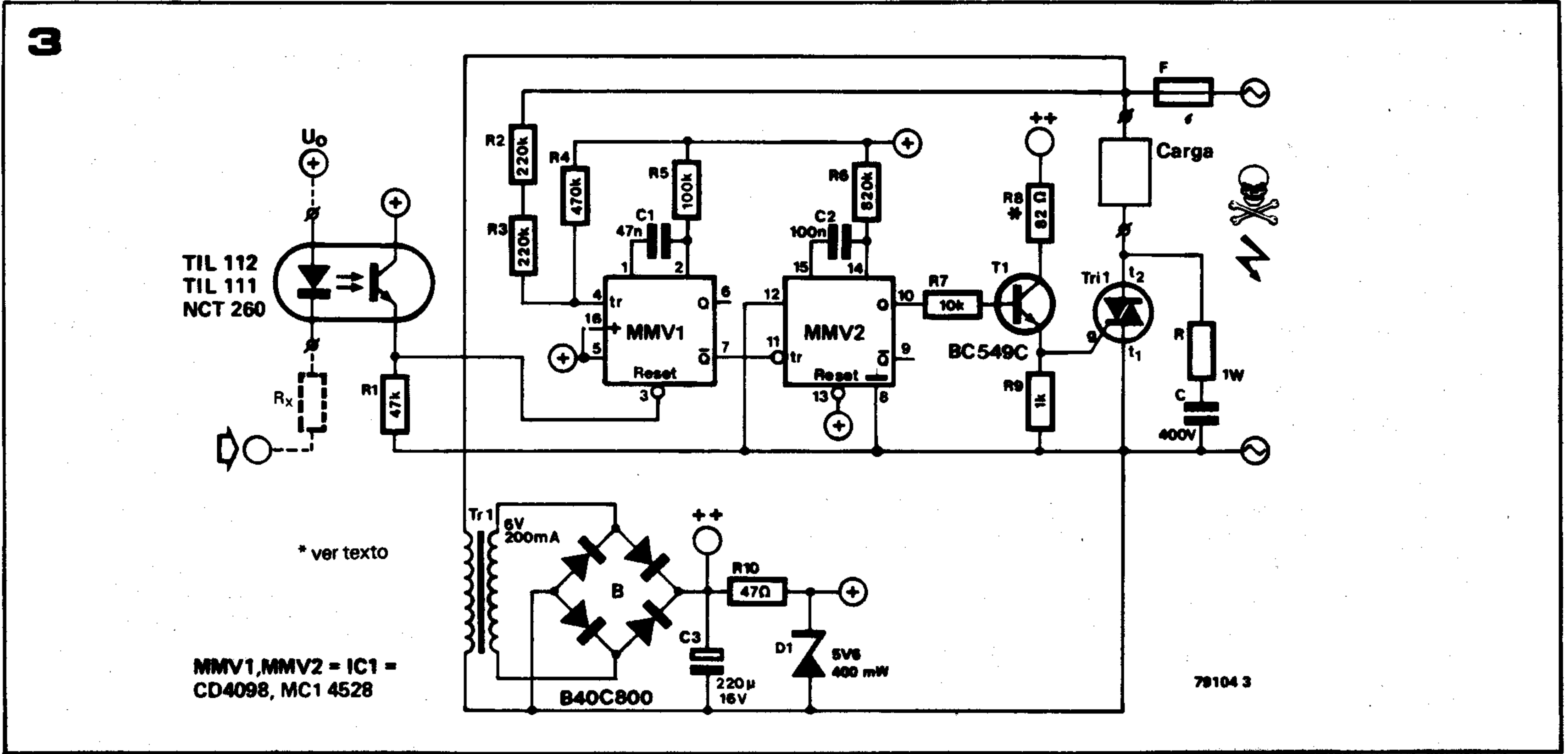
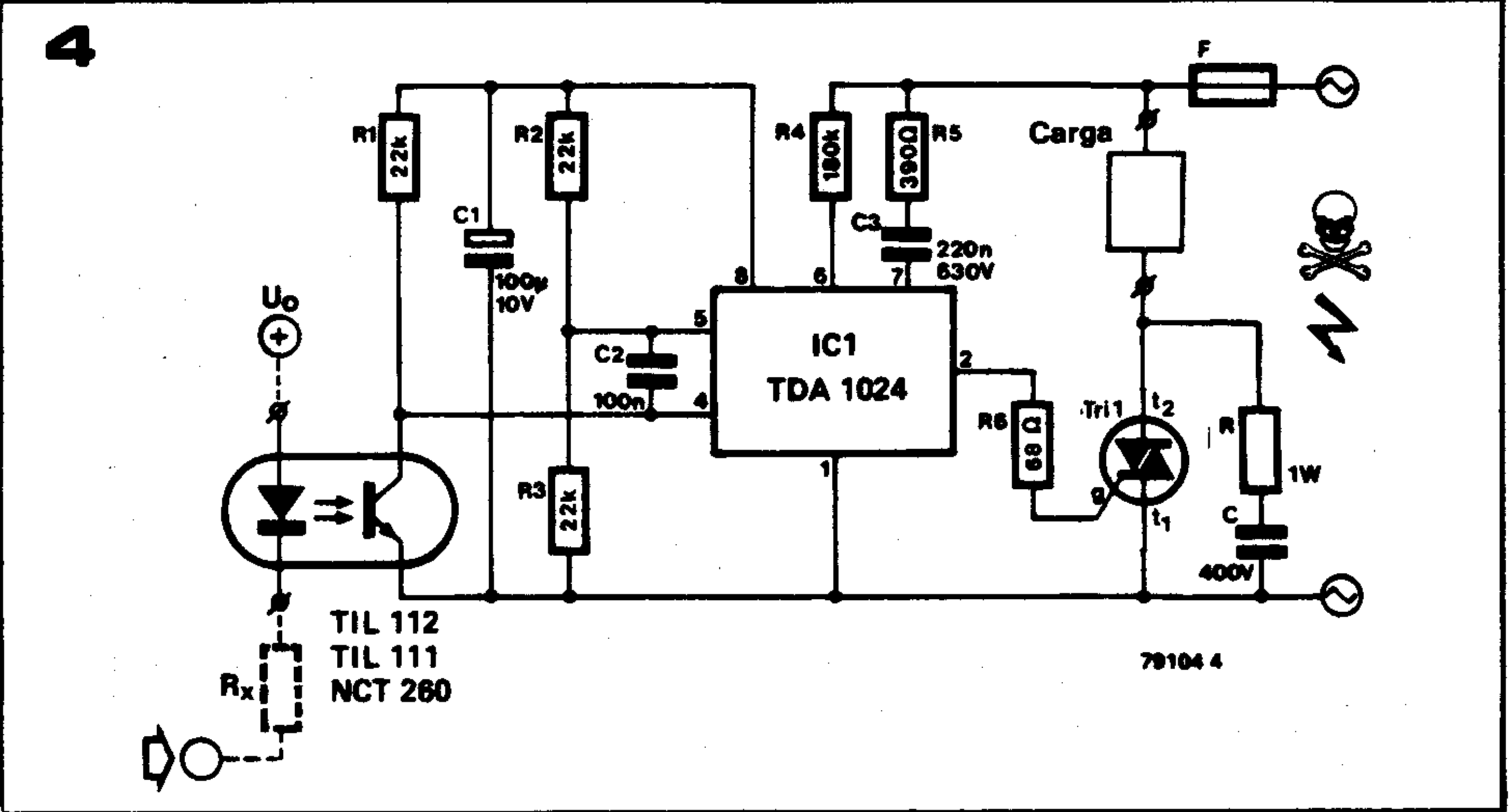


Figura 1. Un sencillo relé electrónico. La carga no es conectada en sincronismo con la tensión de red.

Figura 2. Circuito mejorado que proporciona una conmutación síncrona.

Figura 3. Para pequeñas cargas es necesario utilizar un circuito algo más complicado. La corriente de puerta para el triac es mantenida durante todo el tiempo de conducción.

Figura 4. Para la conexión síncrona de la carga puede utilizarse el TDA 1.024, circuito especialmente diseñado para esta función. En términos generales, este circuito hace exactamente lo mismo que el de la figura 2.



sistencias R2, R3 y R4. Obsérvese que R2 y R3 están en serie de manera que cada una soporta la mitad de la tensión de alimentación (sólo pueden utilizarse resistencias de 1/4 W si la tensión de alimentación es inferior a 250 V.). Para que los impulsos de salida puedan ser generados, la entrada «reset» (reposición) debe estar a nivel alto, lo que sucede cuando el fototransistor conduce.

Los impulsos generados por el primer multivibrador se utilizan para disparar MMV2. Este segundo multivibrador proporciona impulsos de 35 milisegundos (algo más que dos periodos completos de la tensión de red). Dichos impulsos hacen conducir a T1, proporcionando así la corriente de puerta necesaria para disparar el triac, quedando alimentada la carga.

Cuando por el LED del optoacoplador no circula corriente el fototransistor se bloquea, haciendo que la entrada de reposición de MMV1 quede a nivel bajo, interrumpiendo con ello los impulsos de salida del primer multivibrador y obviamente los del segundo. En esta situación, T1 está cortado y no proporciona la corriente de puerta que hace conducir al triac, lo que tiene como resultado la desconexión de la carga.

El circuito integrado CMOS y el transistor requieren una tensión de alimentación con-

tinua y positiva. Cuando la carga se conecta, la corriente de puerta que debe circular sin interrupción tiene un valor aproximado de 100 mA, lo cual descarta el uso de una resistencia serie y un diodo para obtener esta alimentación de la red, puesto que la resistencia tendría que disipar ¡al menos 20 W.! Por este motivo, se ha empleado en este circuito un pequeño transformador y un puente rectificador. La tensión «bruta» obtenida con este sistema sirve para alimentar a T1, mientras que la alimentación del circuito integrado CMOS y del fototransistor se realiza con tensión estabilizada mediante un diodo zener. La tensión del secundario de este transformador no es crítica, un valor por encima de 6 V será suficiente, si bien habrá que modificar R8 y R10, de acuerdo con el valor elegido para dicha tensión. Algunos triacs requerirán una gran corriente de puerta para ser excitados, y, sin embargo, otros tipos sólo necesitarán una corriente muy pequeña. En estos casos deberá variarse el valor de R8. No obstante, en nueve casos de cada diez, los valores indicados en el circuito serán correctos. Es importante tener en cuenta que los dos devanados del transformador de alimentación están conectados a la red; por tanto, bajo ninguna circunstancia se deberá utilizar esta tensión de alimentación para otro cir-

cuito (por ejemplo, el de control). El circuito completo, una vez realizado, debe ser una unidad aislada: las únicas conexiones con el mundo exterior son las de la red, la carga y el control del LED. La resistencia entre el circuito de control y el LED se calculará de manera que circule una corriente de 5 mA cuando deba activarse el fototransistor.

Un integrado especial

El TDA 1024 es un circuito especialmente diseñado por Philips para el control de triacs. En el número 4/5 (circuito 67) publicamos una aplicación de este integrado, consiste en un termostato electrónico. El circuito que aquí describimos es una variación de éste, al que se le ha introducido un optoacoplador (figura 4). Cuando el fototransistor del optoacoplador es iluminado por el LED, el circuito integrado comienza a producir impulsos sincronizados con la señal de red. La amplitud de estos impulsos puede variarse mediante R4; con el valor dado en el circuito éstos serán de aproximadamente 150 microsegundos. Cuando se conectan pequeñas cargas (por ejemplo, una lámpara de 40 w.) es aconsejable incrementar el valor de R4 sin sobrepasar el máximo valor permisible,

que es de 820 k. (para este valor la duración de los impulsos es de 650 microsegundos). La corriente de puerta es igual a 6 V. dividido por el valor de R6 (aproximadamente 90 mA para el valor dado en el circuito). Dado que los impulsos de disparo son de corta duración, la tensión de alimentación para el circuito integrado puede obtenerse mediante un atenuador capacitivo (R5 y C3). La ventaja de utilizar un circuito de este tipo es que debido al desfase producido por el condensador se limita en gran medida la potencia disipada en el atenuador.

Notas para la construcción

La característica más importante que debe presentar un circuito de este tipo es la segu-

ridad. Todas las secciones del circuito, con excepción del diodo LED del optoacoplador están conectados a la red, por lo cual la realización práctica ha de cuidarse en extremo. La elección del triac viene determinada principalmente por la máxima corriente de carga. En la mayoría de los casos sucede que en el período transitorio de conexión, la corriente que circula por el triac es varias veces la corriente nominal de carga —en particular cuando la carga es un motor, y también en lámparas de incandescencia, aunque con menor importancia—. Por tanto, debe escogerse el triac ajustándose a estas premisas. Este mismo criterio se deberá aplicar al fusible, que normalmente será

de tipo «lento». El triac deberá ir provisto de un refrigerador acorde con la carga a soportar. Téngase en cuenta que el refrigerador al ser metálico también estará conectado a la red, siempre que no esté aislado, con una arandela de mica. El parámetro de disipación de potencia que figura en algunas resistencias de los circuitos descritos, debe ser escrupulosamente respetado, así como la tensión nominal de trabajo del condensador C, que deberá ser, al menos, de 400 V. En los demás casos se podrán utilizar resistencias de 1/4 W. y condensadores de tipo normal.

Atenuador RC

En cada uno de los circuitos se ha incluido un atenuador RC en bornas del triac para impedir que éste entre en conducción cuando la tensión de alterna no esté en la fase adecuada, y también como protección. En todo circuito que funciona con un triac deben prevenirse dos puntos: una excesiva caída de tensión entre sus bornas y los rápidos incrementos de tensión. Una tensión demasiado alta en un triac simplemente provocará su destrucción. La tensión nominal para estos componentes es generalmente de 400 V., aunque no resultará difícil encontrarlos de 630 V. A primera vista, 400 V. puede parecer un margen suficientemente amplio, pero si tenemos en cuenta que para una alimentación de 245 V., la tensión de pico es de 346 V., y que a su vez ésta admite variaciones de hasta ± 10 por 100, es evidente que los 400 V. pueden resultar un margen alarmantemente reducido.

El segundo punto a tener en cuenta es la velocidad de incremento de la tensión, lo cual no es un factor muy conocido generalmente. La mayoría de los triacs pueden soportar incrementos de tensión de 200 V. por microsegundo; una mayor velocidad provocaría la entrada en conducción del triac. Una forma de limitar la velocidad de incremento de tensión sería conectar en paralelo con el triac un condensador de gran valor, sin embargo, esta solución aporta otro nuevo problema: si el condensador está cargado en el momento en que se conmuta el triac, puede sobrevenir una fuerte corriente transitoria que, con bastante seguridad, acabaría dañándolo, por lo cual se hace imprescindible introducir una resistencia serie, cuyo valor mínimo puede calcularse mediante la tensión y corriente máxima. Para un triac de 6 A dicha resistencia mínima será:

R = Vmax / Imax = 346 / 6 = 560 Ω

Un último caso que deberemos prever es la posibilidad de trabajar con cargas inductivas (aunque lo sean sólo parcialmente). Si el circuito resonante serie RLC, formado por el filtro RC del triac junto con el circuito RL, que representa la carga, no es suficientemente atenuado (atenuación << 1) se podrían introducir oscilaciones que traerían como consecuencia la conmutación del triac a frecuencias determinadas por dicho circuito RLC. Igualmente estas oscilaciones pueden hacer sobrepasar la

tensión máxima soportable por el triac, por tanto, al hallar el valor de la atenuación en el circuito resonante deberá tenerse en cuenta el valor de la resistencia serie. Si representamos todas las resistencias del circuito de atenuación, como Rtot. y por L la inductancia total, la atenuación puede expresarse:

d = Rtot / (2 * sqrt(L / C))

Puesto que la intención es atenuar las tensiones de pico parece lógico emplear un condensador de alto valor, sin embargo, en la práctica será suficiente con uno de 47n...100n/400 V...630 V. La inductancia serie que representa la carga y los cables de conexión pueden estimarse en unos 100 microhenrios, para la mayoría de las aplicaciones (excepto cargas totalmente inductivas). Si la carga es una lámpara de 60 W., y su resistencia interna es de 1 k., siendo la R del filtro de 56 Ω se obtendrá una atenuación de:

d = 1056 / (2 * sqrt(100 * 10^-6 / 47 * 10^-9)) ≈ 11,7

Que es en un valor totalmente correcto en aplicaciones normales. Pueden aplicarse cargas hasta una resistencia interna mínima de 36 Ω, lo que equivale a 1.600 W. Si se aumenta excesivamente la carga del circuito se precisará un condensador de valor muy elevado.

El máximo incremento de voltaje en el triac tiene lugar cuando éste se dispara en un pico de la tensión de red. En el ejemplo dado sería igual a:

dV / dt = RV / L = 56 * 346 / 100 * 10^-6 ≈ 193 V/μs.

Lo cual está dentro del límite de seguridad. Los problemas asociados a las cargas inductivas pueden ilustrarse con un ejemplo sencillo. Tomemos un tubo florescente (y su circuito adicional) como carga; los valores normalizados de resistencia e inductancia del circuito cebador son aproximadamente, de 200 Ω y 1 H, respectivamente. La atenuación obtenida con estos valores es:

d = 250 / (2 * sqrt(1 / 47 * 10^-9)) ≈ 0,03!

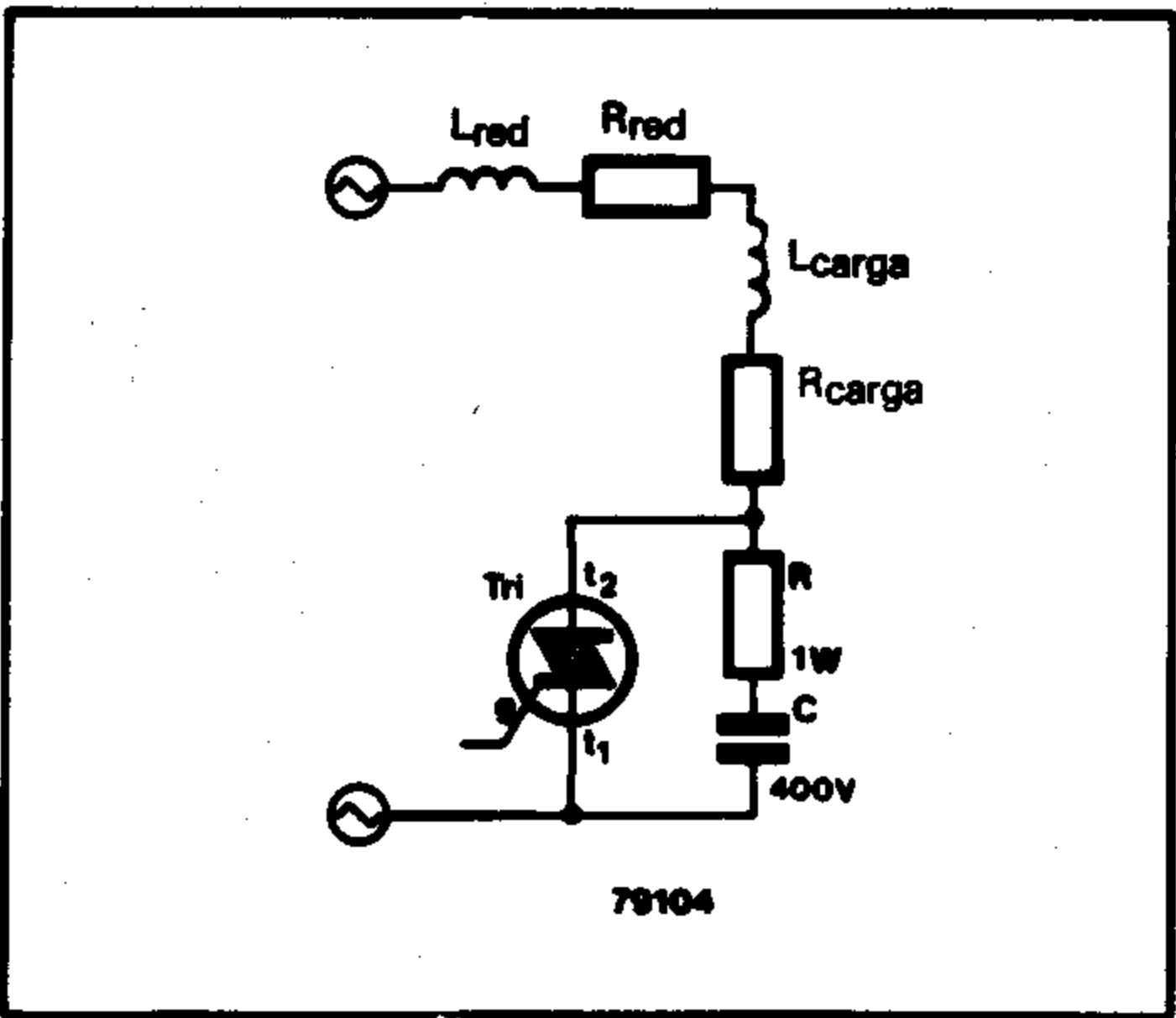
El resultado es la oscilación del circuito y la imposibilidad de encender el fluorescente. El remedio obvio es incrementar el valor de R; el mínimo valor con d = 1 puede calcularse de la siguiente forma:

Rmin = d * 2 * sqrt(L / C) = 1 * 2 * sqrt(1 / 47 * 10^-9) ≈ 10 k.

La velocidad de incremento de tensión debe comprobarse para estos nuevos valores:

dV / dt = 10 * 10^3 * 346 / 1 = 3,46 V/μs.

Valor perfectamente seguro.



Resumen

Para cargas normales (lámparas incandescentes, estufas eléctricas, etc.) hasta 1 kw. podremos utilizar un triac de 6 A. En este caso un valor seguro para R es 56Ω/1 W. y un buen valor para el condensador es 47n/400 V., aunque, como se dijo anteriormente, puede aumentarse hasta 100n y 630 V. Para triacs de 10 A (cargas hasta 1.600 W.) el valor de la resistencia se reducirá a 39 Ω, suponiendo que el condensador utilizado es de 100n. Los mismos valores pueden utilizarse para triac de 15 A, aunque en este caso también puede servir 27 Ω y 150 n (o 220 n). Cuando se trabaja con tubos fluorescentes (téngase en cuenta que en estos circuitos no es posible la regulación gradual de la iluminación) el valor de R puede aumentar considerablemente (alrededor de 10 K.). Para los demás tipos de carga R y C deberán calcularse de acuerdo a las fórmulas indicadas.